Apprendre
l'électronique
en partant de zéro

Niveau 3


DANGER
LE
PHOTOCOPILLAGE
TUE LE LIVRE

Apprendre
l'électronique
en partant de zéro

Niveau 3

**Cet ouvrage est une compilation
du Cours d'Électronique en Partant de Zéro
parus dans les numéros 55 à 79 de la revue
ELECTRONIQUE et Loisirs magazine.**

SOMMAIRE COURS NIVEAU 3

SOMMAIRE COURS NIVEAU 3

SOMMAIRE COURS NIVEAU 3

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Le principe de fonctionnement des récepteurs superhétérodynes

première partie: la théorie

Dans les années trente, quand apparaissent les premiers récepteurs superhétérodynes, convertissant les signaux reçus en une fréquence fixe, tout le monde comprend que le succès de ce circuit révolutionnaire est dû à sa grande sensibilité et à son excellente sélectivité par rapport aux récepteurs simples à amplification directe. Même après quelque 70 ans, ce circuit à conversion de fréquence est toujours utilisé pour réaliser les récepteurs AM - FM, les téléphones portables et les téléviseurs.

Ce qui a changé avec les superhétérodynes modernes, par rapport à ceux des années trente, c'est seulement les composants actifs: en effet, les tubes thermoïoniques, ces mastodontes, si gourmands en énergie et en tension, ont été remplacés par les minuscules transistors, FET ou MOSFET, mais le principe de fonctionnement est resté inchangé.

Cette Leçon, en deux parties, vous explique justement le principe de fonctionnement d'un récepteur superhétérodyne d'une manière simple et nous sommes certains qu'ainsi vous le comprendrez tous. Dans cette première partie nous allons étudier la théorie. Dans la seconde, nous passerons à la pratique avec la réalisation d'un récepteur superhétérodyne simple pour ondes moyennes (OM ou PO ou MW*).



**Figure 361: Une des toutes premières publicités, datant des années vingt, incitant à acheter un poste de radio.
Le texte en allemand dit:
" Quel poste de radio choisir?".**

Comme nous venons de le dire dans notre introduction: place, d'abord, à la théorie en étudiant tout de suite le fonctionnement d'un récepteur superhétérodyne.

Le principe de fonctionnement des récepteurs superhétérodynes

Au début de ce Cours, nous vous avons déjà proposé de construire un récepteur pour Ondes Moyennes simple utilisant deux FET et un circuit intégré comme étage final. Dans les années trente, pour acquérir un récepteur radio aussi simple, mais utilisant des tubes électroniques ou "lampes" (puisqu'il n'existait aucun transistor ou FET ni encore moins des circuits intégrés), il fallait débourser six fois le salaire mensuel d'un employé et douze fois celui d'un ouvrier! Ces "postes" étaient donc des objets de luxe que bien peu de gens pouvaient se payer.

**Plusieurs appelations peuvent être données à cette bande de fréquences:
OM = Ondes Moyennes (à ne pas confondre avec l'expression radioamateur "OM" qui signifie Old Man). PO = Petites Ondes et MW = Middle Wave en anglais ou Mittelwelle en allemand.*

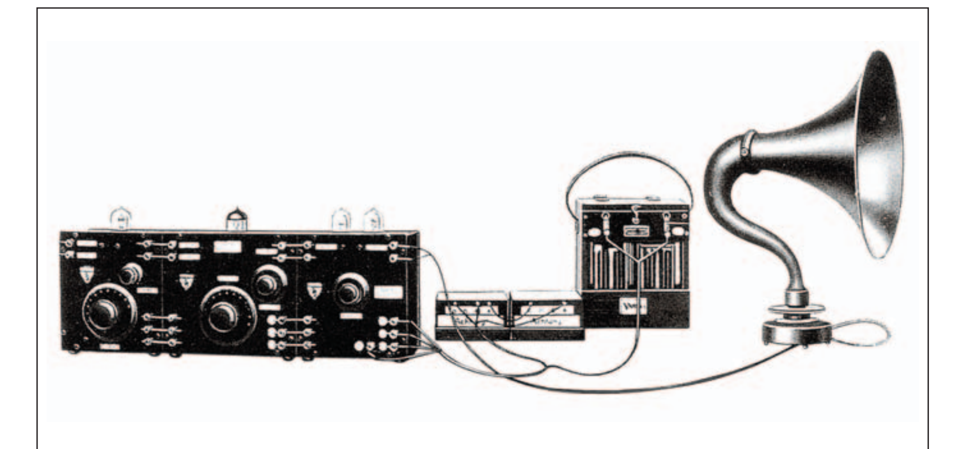


Figure 362 : Dans les tout premiers postes de radio, qui n'étaient pas encore des superhétérodynes, on avait besoin de beaucoup de boutons pour accorder tous les étages amplificateurs HF. Comme les transistors n'existaient pas encore, on utilisait deux grosses piles, l'une de 6 V pour chauffer les filaments et l'autre de 90 V pour fournir la tension anodique des "lampes" ou tubes électroniques, encore appelés "thermoïoniques".

Tant que les stations émettrices se comptaient sur les doigts d'une main, de tels récepteurs permettaient une bonne réception, mais petit à petit les émetteurs se multiplièrent et augmentèrent leur puissance sans limite : en effet, à cause de leur faible sélectivité, ces récepteurs captaient, en plus de la station sur laquelle ils étaient accordés, la musique ou la parole des émetteurs voisins en fréquence, le tout accompagné de sifflements fastidieux. Ces sifflements se produisaient quand deux fréquences adjacentes, en se mélangeant, produisaient une troisième fréquence comprise de la bande audio.

En fait si le récepteur était accordé sur une station émettant sur 1 200 kHz et s'il existait une station voisine en fréquence sur 1 210 kHz, ces deux fréquences entrant en même temps dans le récepteur produisaient deux fréquences supplémentaires. L'une égale à la somme des deux fréquences :

1 200 + 1 210 = 2 410 kHz

et l'autre égale à la différence entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure :

1 210 – 1 200 = 10 kHz

La fréquence de 10 kHz entrant dans la gamme audio, on l'entendait dans le poste comme un sifflement aigu.

Si le récepteur était accordé sur une station émettant sur 750 kHz et s'il existait une station voisine en fréquence sur 763 kHz, ces deux fréquences entrant en même temps dans le récepteur produisaient deux fréquences supplémentaires. L'une égale à la somme des deux fréquences :

750 + 763= 1 518 kHz

et l'autre égale à la différence entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure :

763 – 755 = 8 kHz



Figure 363 : En 1924, on pense à embellir les postes de radio en les insérant dans un "coffret" en bois, l'ébénisterie. Le haut-parleur n'est encore qu'un cornet et la fidélité du son laisse beaucoup à désirer.



Figure 364 : Dans les années 1928-1930 apparaissent les premiers récepteurs superhétérodynes. Le coffret, toujours en bois, est rendu plus élégant et le cornet est remplacé par un haut-parleur, ou "saladier", interne et la qualité sonore s'améliore. Plus tard, les postes de bas de gamme seront en bakélite.

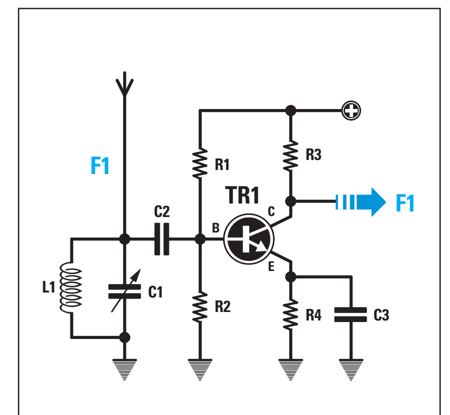


Figure 365 : Sur le collecteur du transistor d'un préamplificateur HF ordinaire, on trouve la fréquence accordée par le circuit d'entrée L1-C1.

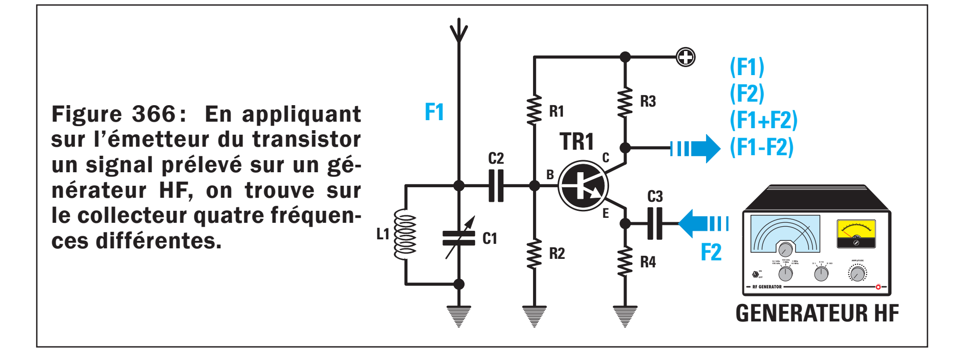


Figure 366 : En appliquant sur l'émetteur du transistor un signal prélevé sur un générateur HF, on trouve sur le collecteur quatre fréquences différentes.

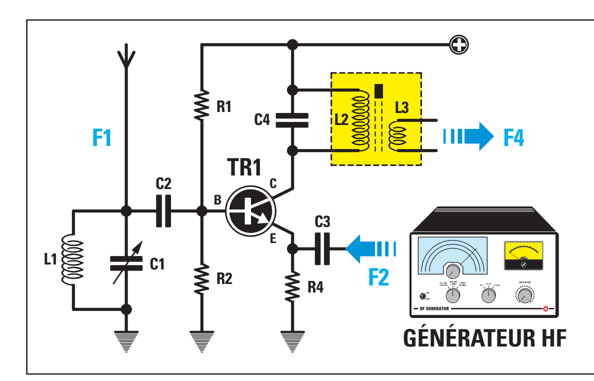


Figure 367 : En appliquant sur le collecteur un circuit accordé sur 455 kHz (L2-C4), on prélève seulement F4 et non les autres F1-F2-F3.

La fréquence de 8 kHz entrant dans la gamme audio, on l'entendait dans le poste comme un sifflement aigu.

Pour éliminer ces sifflements produits par le mélange de deux fréquences proches l'une de l'autre, certains chercheurs conçurent des récepteurs plus sélectifs, brevetés sous des noms assez fantasques :

Endodyne - Ultradyne - Tropodyne - Hétérodyne.

Pour tous ces récepteurs, le signal capté était mélangé avec un signal HF produit par un oscillateur interne, de manière à obtenir une troisième fréquence n'entrant pas dans la gamme audio par soustraction de la fréquence la plus basse à la fréquence la plus haute. De tous ces récepteurs sortit un récepteur techniquement perfectionné, c'est le fameux superhétérodyne. Dans un superhétérodyne se trouve un double condensateur variable : une cage (c'est ainsi qu'on appelle une section de ce CV) était utilisée pour s'accorder sur l'émetteur et l'autre pour faire varier la fréquence produite par l'oscillateur local HF.

Comment fonctionne un superhétérodyne

Nous allons maintenant vous expliquer comment, dans un récepteur superhétérodyne, on peut convertir une fréquence quelconque en une troisième n'entrant pas dans la gamme audio. Si nous réalisons un étage amplificateur HF, comme le montre la figure 365, nous savons que sur le collecteur du transistor nous obtenons la fréquence accordée par la self L1 et le condensateur variable C1. Si, en tournant l'axe de C1, nous faisons l'accord sur une station émettant sur 1 200 kHz, sur le collecteur nous obtenons les 1 200 kHz amplifiés. Donc, si nous nous accordons sur une station émettant sur 1 480 kHz, nous obtenons sur le collecteur les 1 480 kHz amplifiés. Par conséquent, si nous assimilons ces kHz à des poids en grammes, en les mesurant avec une balance, nous lisons 630 - 1 200 - 1 480 grammes, comme le montre la figure 368. Si, sur l'émetteur du transistor de l'étage amplificateur de la figure 366, nous appliquons un signal prélevé sur un générateur HF externe, sur le collecteur nous retrouvons bien quatre fréquences :

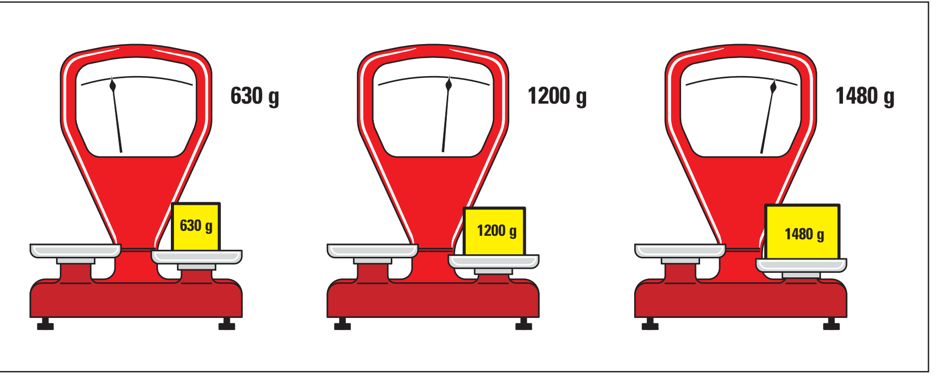
F1 = fréquence d'accord de L1 et C1,
F2 = fréquence du générateur HF appliquée sur l'émetteur,
F3 = fréquence égale à la somme F1+F2,
F4 = fréquence égale à la différence entre la fréquence la plus élevée et la fréquence la plus basse.

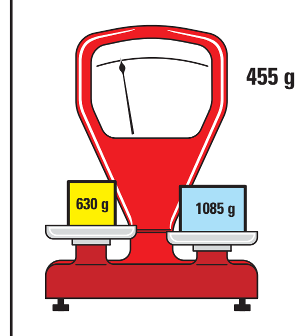
Donc, si nous accordons L1-C1 sur la fréquence de 630 kHz et si nous appliquons sur l'émetteur du transistor une fréquence de 1 085 kHz, sur le collecteur nous obtenons ces quatre fréquences :

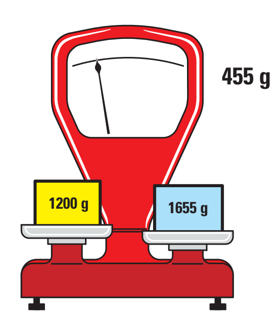
F1 = 630 kHz
F2 = 1 085 kHz
F3 = 1 780 kHz (630 + 1 085)
F4 = 455 kHz (1 085 – 630)

Si nous montons sur le collecteur un

Figure 368 : Considérons les kHz comme des poids en grammes, si vous accordez le circuit L1-C1 de la figure 365 sur 630 kHz et que vous mettez ce "poids" sur une balance, cette dernière vous indique 630 grammes. Si en revanche vous vous accordez sur 1 200 kHz ou 1 480 kHz, la balance vous indique respectivement 1 200 et 1 480 grammes.







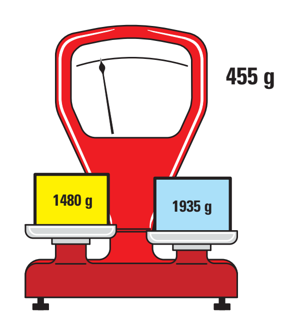


Figure 369 : Si l'on met le poids F1 (accordé par L1-C1) sur le plateau de gauche et le poids F2 du générateur HF sur le plateau de droite, la balance vous indique la différence entre les deux. Si la fréquence F2 est toujours supérieure de 455 grammes par rapport à F1, l'aiguille de la balance reste immobile sur 455 grammes, soit sur une valeur égale à F2 – F1 = F4.



Figure 370 : Photo très rare d'un poste de radio Ballila de 1934 équipant toutes les écoles italiennes. Il était vendu 490 lires, soit plus de dix fois la paie mensuelle d'un ouvrier !



Figure 371 : Les superhétérodynes familiaux de 1936 ne comportaient que trois boutons, un pour passer de OM en OC et vice versa, un pour l'accord sur la station désirée et le dernier pour le volume.

circuit d'accord (L2-C4) accordé sur les 455 kHz, comme le montre la figure 367, nous prélevons seulement F4 et non les fréquences F1-F2-F3.

Si nous accordons L1-C1 sur la fréquence de 1 200 kHz et si nous appliquons sur l'émetteur du transistor une fréquence de 1 655 kHz, sur le collecteur nous obtenons ces quatre fréquences :

F1 = 1 200 kHz
F2 = 1 655 kHz
F3 = 2 855 kHz (1 200 + 1 655)
F4 = 455 kHz (1 655 – 1 200)

Comme il y a un circuit accordé sur 455 kHz sur le collecteur (L2-C4), nous prélevons seulement la fréquence F4 de 455 kHz et non les fréquences F1-F2-F3.

Si nous accordons L1-C1 sur la fréquence de 1 480 kHz et si nous appliquons sur l'émetteur du transistor une fréquence de 1 935 kHz, sur le collecteur nous obtenons ces quatre fréquences :

F1 = 1 480 kHz
F2 = 1 935 kHz
F3 = 3 415 kHz (1 480 + 1 935)
F4 = 455 kHz (1 935 – 1 480)

Là encore nous prélevons sur le collecteur la seule fréquence F4 de 455 kHz, car L2-C4 sont accordés sur cette fréquence. Nous avons démontré que, quelle que soit la fréquence accordée avec L1-C1, nous pouvons la convertir en une fréquence fixe de 455 kHz, à condition d'appliquer sur l'émetteur une fréquence F2 de 455 kHz, supérieure à la F1.

La comparaison avec la balance, aussi simpliste soit elle, sert néanmoins à mieux éclairer le concept de superhétérodyne : en effet, en appliquant sur ses deux plateaux les différents poids, on obtient toujours le poids total. Si, sur l'un des plateaux, nous posons un poids de 630 grammes et sur l'autre un poids de 1 085 grammes, la balance indique un poids de :

1 085 – 630 =
455 grammes (figure 369)

Si, sur l'un des plateaux, nous posons un poids de 1 200 grammes et sur l'autre un poids de 1 655 grammes, la balance indique à nouveau un poids de :

1 655 – 1 200 =
455 grammes (figure 369)

Si, sur l'un des plateaux, nous posons un poids de 1 480 grammes et sur l'autre un poids de 1 935 grammes, la balance indique encore un poids de :

1 935 – 1 480 =
455 grammes (figure 369)

En convertissant toutes les fréquences captées en une fréquence fixe de 455 kHz, il est plus simple de réaliser des étages amplificateurs Moyenne Fréquence (MF) très sélectifs.

L'oscillateur d'un superhétérodyne

Au sein d'un récepteur superhétérodyne conçu pour capter les fréquences de la bande Ondes Moyennes, de 500 kHz à 1 600 kHz, nous trouvons un oscillateur HF capable de produire une fréquence supérieure de 455 kHz à la fréquence d'accord de L1-C1. Par conséquent, pour capter une station émettant sur 560 kHz, nous devons accorder son oscillateur local interne sur la fréquence de 1 015 kHz : en effet, si nous calculons la différence entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure, nous obtenons :

1 015 – 560 = 455 kHz

Pour capter une seconde station émettant sur 1 310 kHz, nous devons accorder l'oscillateur local sur 1 765 kHz : en effet, si nous calculons la différence entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure, nous obtenons :

1 765 – 1 310 = 455 kHz

Le Tableau 17 montre quelle fréquence doit produire l'oscillateur local pour obtenir par mélange avec la fréquence à recevoir une troisième fréquence fixe et toujours égale à 455 kHz.

La première colonne indique la fréquence de l'oscillateur local ; la deuxième, la fréquence à recevoir et, la troisième, la moyenne fréquence fixe de conversion.

En convertissant n'importe quelle fréquence captée en valeur fixe de 455 kHz, on peut obtenir des récepteurs très sélectifs ne produisant plus les sifflements gênants d'autrefois. Cette conversion de fréquence peut être réalisée sur toutes les bandes de fréquences, Ondes Moyennes, Ondes Courtes, VHF et UHF. Si, par exemple, nous voulons recevoir les stations émettant en OC, entre 5 000 et 10 000 kHz, soit 5-10 MHz, il suffit que l'oscillateur HF local présent à l'intérieur du superhétérodyne produise une fréquence supérieure de 455 kHz à la fréquence que l'on souhaite capter, comme le montre le Tableau 18.



Figure 372 : Au fil des ans on cherche à rendre l'ébénisterie toujours plus esthétique et donc plus moderne. Vous le voyez, le cadran ou échelle d'accord sur les fréquences des stations, indiquant la fréquence en kHz pour les OM et en MHz pour les OC, s'agrandit.

Tableau 17

Fréquence oscillateur	Fréquence à recevoir	Fréquence de conversion
955 kHz	500 kHz	455 kHz
1 055 kHz	600 kHz	455 kHz
1 155 kHz	700 kHz	455 kHz
1 255 kHz	800 kHz	455 kHz
1 355 kHz	900 kHz	455 kHz
1 455 kHz	1 000 kHz	455 kHz
1 555 kHz	1 100 kHz	455 kHz
1 655 kHz	1 200 kHz	455 kHz
1 755 kHz	1 300 kHz	455 kHz
1 855 kHz	1 400 kHz	455 kHz
1 955 kHz	1 500 kHz	455 kHz
2 055 kHz	1 600 kHz	455 kHz

Précisons que la fréquence de conversion peut être préétablie sur des valeurs différentes de celle de 455 kHz, il suffit de changer la fréquence produite par l'oscillateur local.

Si, par exemple, nous voulons convertir toutes les stations émettant sur les fréquences de 90 à 100 MHz en une valeur de Moyenne Fréquence de 10,7 MHz, il suffit de réaliser un étage oscillateur HF produisant une fréquence supérieure de 10,7 MHz à celle que l'on souhaite recevoir, comme le montre le Tableau 19.

Tableau 18

Fréquence oscillateur	Fréquence à recevoir	Fréquence de conversion
5 455 kHz	5 000 kHz	455 kHz
5 555 kHz	5 100 kHz	455 kHz
5 655 kHz	5 200 kHz	455 kHz
5 755 kHz	5 300 kHz	455 kHz
5 855 kHz	5 400 kHz	455 kHz
5 955 kHz	5 500 kHz	455 kHz
6 455 kHz	6 000 kHz	455 kHz
6 955 kHz	6 500 kHz	455 kHz
7 455 kHz	7 000 kHz	455 kHz
7 955 kHz	7 500 kHz	455 kHz
8 455 kHz	8 000 kHz	455 kHz
8 955 kHz	8 500 kHz	455 kHz
9 455 kHz	9 000 kHz	455 kHz
10 455 kHz	10 000 kHz	455 kHz

La valeur de MF de 455 kHz est utilisée seulement pour les récepteurs OM et OC, pour les VHF-UHF on se sert d'une MF de 10,7 MHz. Cette décision a été prise quand on a constaté qu'en utilisant une MF de 455 kHz dans un récepteur VHF-UHF le même émetteur était capté deux fois sur deux fréquences différentes.

La première fois, on le captait quand l'oscillateur local était accordé sur une fréquence de 455 kHz plus haute, la seconde fois lorsqu'il s'accordait sur une fréquence de 455 kHz plus basse.
Quand un émetteur émettant sur une fréquence de 90 MHz, par exemple, on le captait en accordant l'oscillateur local sur 90,455 MHz, mais aussi en l'accordant sur 89,545 MHz.
En effet, si l'on soustrait à 90,455 MHz 90,000 MHz, on obtient bien 455 kHz. De même si l'on soustrait à 90,000 MHz 89,545 MHz, on obtient bien 455 kHz encore.

Tableau 19

Fréquence oscillateur	Fréquence à recevoir	Fréquence de conversion
100,7 MHz	90 MHz	10,7 MHz
101,7 MHz	91 MHz	10,7 MHz
102,7 MHz	92 MHz	10,7 MHz
103,7 MHz	93 MHz	10,7 MHz
104,7 MHz	94 MHz	10,7 MHz
105,7 MHz	95 MHz	10,7 MHz
106,7 MHz	96 MHz	10,7 MHz
107,7 MHz	97 MHz	10,7 MHz
108,7 MHz	98 MHz	10,7 MHz
109,7 MHz	99 MHz	10,7 MHz
110,7 MHz	100 MHz	10,7 MHz

La fréquence de 90,000 MHz captée quand l'oscillateur local produisait une fréquence inférieure de 455 kHz fut baptisée “fréquence-image”.

En utilisant des récepteurs VHF-UHF avec une MF accordée sur 10,7 MHz ce défaut est automatiquement éliminé.

Donc, pour recevoir une station émettant sur 90 MHz, l'oscillateur local doit produire une fréquence de 100,7 MHz afin d'obtenir par soustraction entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure 10,7 MHz, en effet :

100,7 – 90 = 10,7 MHz

Vous devez vous demander si, en utilisant une MF sur 10,7 MHz, nous n'obtenons pas à nouveau



Figure 373 : Vers 1939-1940 les postes de radio comportent un vaste cadran des fréquences où s'inscrivent en plus de ces fréquences les noms des stations OM nationales ou étrangères. Photo d'un vieux superhétérodyne Ducati, marque bolognaise, vendu dans les années 1940-1946.

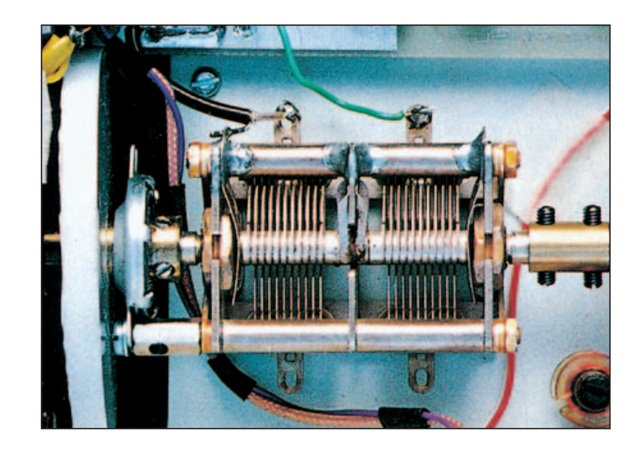


Figure 374 : Dans tous les récepteurs superhétérodynes se trouvait un CV (condensateur variable) à deux cages. Une pour s'accorder sur la station à recevoir et l'autre pour faire varier la fréquence de l'oscillateur local.

une fréquence image lorsque l'oscillateur local produit une fréquence de 79,3 MHz. En effet, si nous soustrayons à 90 MHz cette fréquence nous obtenons à nouveau 10,7 MHz :

90 – 79,3 = 10,7 MHz

En fait, cette fréquence image n'est jamais captée car, lorsque l'oscillateur local produit 79,3 MHz, automatiquement le circuit d'accord L1-C1 est accordé sur la fréquence de :

79,3 – 10,7 = 68,6 MHz

Par conséquent le circuit d'accord L1-C1 se trouvant à l'entrée laisse passer la fréquence de 68,6 MHz mais pas celle de 90 MHz distante de :

90 – 68,6 = 21,4 MHz

Étant donné que dans un récepteur superhétérodyne nous devons accorder en même temps la fréquence à recevoir et celle que doit produire l'oscillateur local, il faut utiliser un double CV (condensateur variable) ou CV à deux cages, comme le montre la figure 374. L'une sert à s'accorder sur la fréquence de la station à recevoir et l'autre à faire varier la fréquence de l'oscillateur local afin qu'il produise une fréquence supérieure de 455 kHz ou 10,7 MHz.

En convertissant toutes les fréquences captées en une fréquence fixe de 455 kHz ou 10,7 MHz on peut réaliser des étages amplificateurs avec des selfs déjà préréglées et connues sous le nom de moyennes fréquences MF.

Si on utilisait autrefois dans les récepteurs superhétérodynes un condensateur variable à double cage, aujourd'hui ce composant est remplacé par de minuscules diodes varicap.

Pour terminer la description des récepteurs superhétérodynes ajoutons que beaucoup de récepteurs VHF professionnels, afin d'obtenir une sélectivité encore plus grande, réalisent une double conversion de fréquence : la première conversion s'effectue en convertissant le signal capté en la moyenne fréquence fixe de 10,7 MHz, la seconde en convertissant les 10,7 MHz en la MF fixe de 455 kHz.

Conclusion et À suivre...

Maintenant que nous avons vu et compris la théorie des récepteurs superhétérodynes, il nous reste à en construire un : la seconde partie de cette Leçon vous proposera d'en étudier la conception puis de le réaliser. ◇

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Le principe de fonctionnement des récepteurs superhétérodynes

deuxième partie: mise en application

Construction d'un récepteur ondes moyennes

Comme d'habitude, nous allons passer de la théorie à la pratique. Donc, après les formules et les tableaux de la première partie, vient maintenant le moment de présenter la réalisation d'un récepteur superhétérodyne simple pour ondes moyennes qui vous permettra de capter, le jour, les stations locales et, la nuit, différentes stations étrangères.



Figure 375: Photo d'un des prototypes du récepteur superhétérodyne pour OM installé dans son boîtier plastique, que nous vous invitons maintenant à construire.

Pour réaliser un récepteur il faut toujours partir du schéma électrique, comme celui de la figure 376, car en le voyant on peut reconnaître les divers symboles graphiques et "voir" par avance à quoi ils ressemblent, quelles sont leurs dimensions en tant que composants concrets et comment va être disposé le schéma d'implantation de ces composants, c'est-à-dire la platine câblée.

Même s'il existe des circuits intégrés contenant tous les étages d'un récepteur superhétérodyne, soit l'étage amplificateur/mélangeur, l'étage oscillateur, les étages amplificateurs MF et l'étage détecteur/démodulateur BF, nous avons préféré les réaliser séparément avec des MOSFET, des transistors et des FET. Certes avec ces circuits intégrés nous aurions obtenu un circuit beaucoup plus compact, mais nous n'aurions pas pu vous en expliquer assez clairement le fonctionnement: nous nous serions forcément contentés de vous dire que le signal capté par l'antenne entre par une broche et que le signal démodulé BF sort d'une autre broche prêt à être dirigé vers le haut-parleur! Non, ce qui prime à nos yeux, c'est de vous faire comprendre le principe de fonctionnement du circuit superhétérodyne en détail.

Pour réaliser un superhétérodyne, le signal capté par l'antenne doit être mélangé avec le signal produit par un oscillateur HF, de façon à obtenir par soustraction une troisième fréquence de 455 kHz. En haut à gauche du schéma électrique de la figure 376 se trouve une douille d'entrée indiquée "Antenne" à laquelle nous connectons l'extrémité d'un fil de cuivre de 3-4 mètres utilisé pour capter tous les signaux HF émis par les stations de radiodiffusion.

Ce signal, passant à travers C1, atteint le circuit d'accord constitué d'une self L1 de 220 µH et des deux diodes varicap DV1-DV2 permettant d'accorder toutes les fréquences de la bande OM, soit de 1 600 à 500 kHz. Pour l'accord de L1 sur la station voulue, nous n'avons qu'à faire varier la capacité des deux diodes varicap: chacune a une capacité de 500 pF et, comme elles sont en série, cela fait une capacité totale divisée par deux, soit 250 pF. Soulignons que ces deux diodes varicap sont en série et en opposition de polarité non pas pour diminuer leur capacité, mais afin d'éviter qu'en présence de signaux HF forts elles ne les redressent, ce qui produirait une tension continue faisant varier leur capacité. Si nous mettions en parallèle à L1 une seule diode varicap,

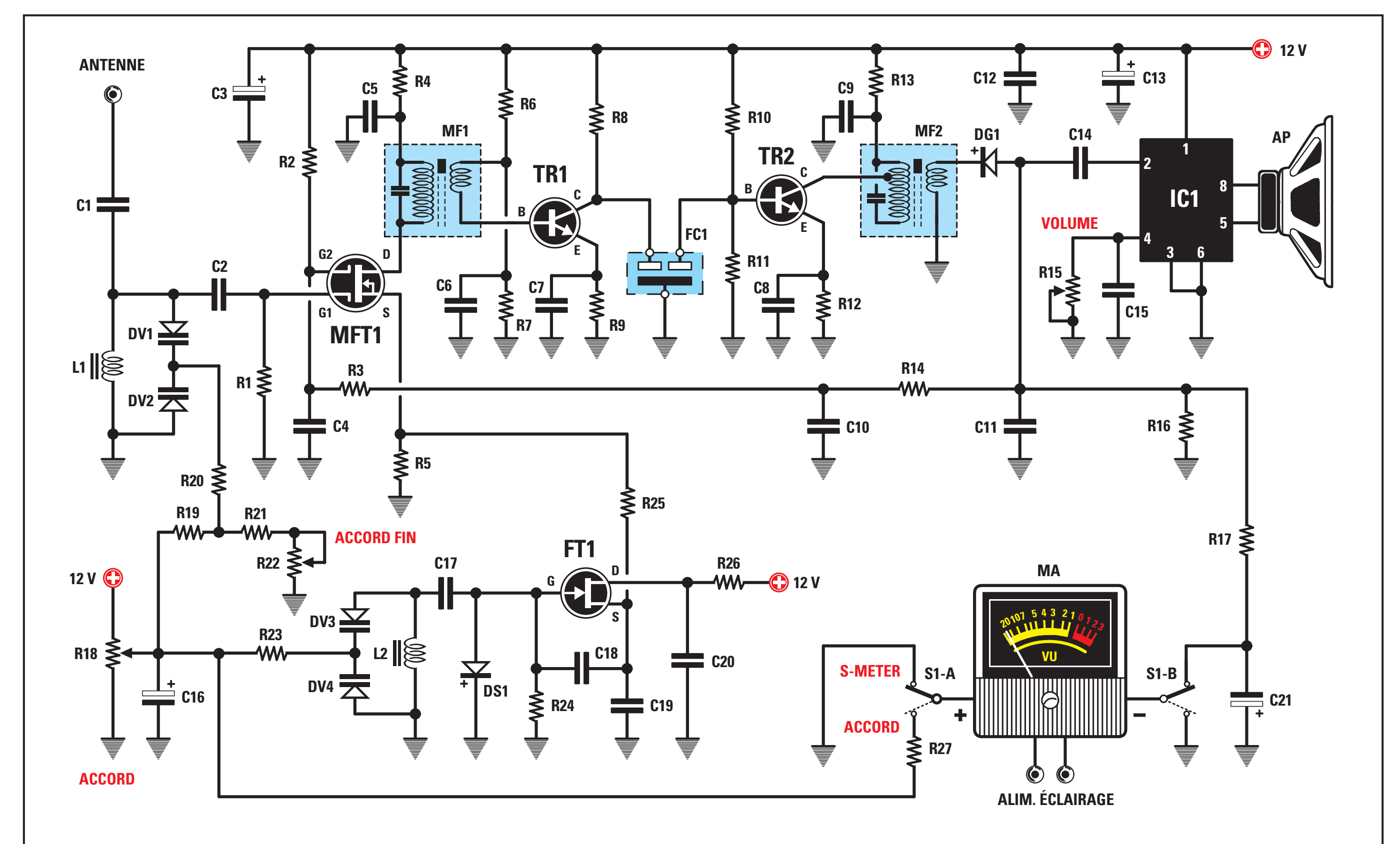


Figure 376 : Schéma électrique du récepteur superhétérodyne utilisant un MOSFET, un FET, deux transistors, un circuit intégré IC1 pour piloter le haut-parleur et un autre IC2 pour stabiliser la tension d'alimentation sur 12 V.

celle-ci redresserait tous les signaux forts, comme le ferait toute diode au silicium et la tension continue ainsi obtenue modifierait sa capacité, ce qui ferait varier l'accord de manière intempestive. En mettant les deux diodes varicap en série avec polarité inversée, cet inconvénient est évité car, redressant la demie onde positive et la demie onde négative, ce montage produit deux tensions en opposition de polarité qui s'annulent.

Pour faire varier la capacité des deux diodes varicap de façon à s'accorder sur la gamme des OM nous appliquons à ces diodes varicap, à travers un potentiomètre R18, une tension continue positive allant de 0 V à 10,5 V. Avec ces valeurs de tension nous obtenons les capacités suivantes :

TENSION SUR DV1-DV2 (volt)	CAPACITÉ TOTALE (picofarad)
0	250
1	245
2	175
3	125
4	83
5	50
6	30
7	20
8	13
9	10
10	9

Mais comment, vous demandez-vous peut-être, acheminer vers ces diodes varicap une tension de 10,5 V seulement, alors que, lorsque nous tournons le bouton du potentiomètre R18 pour la tension positive maximale, nous trouvons 12 V à ses bornes ? Si vous regardez attentivement le schéma électrique vous verrez que les 12 V, avant d'atteindre les deux diodes varicap DV1-DV2, passent par le pont R19-R21-R22 qui les ramène à 10,5 V. Le second potentiomètre R22 de 2,2 kilohms inséré dans ce pont permet d'accorder très finement la self L1.

La fréquence accordée avec L1 et les deux diodes varicap est appliquée à la gâchette 1 du semiconducteur MFT. Ce composant, que vous ne connaissez pas encore, est un MOSFET à double gâchette ("Dual-Gate"). Un MOSFET est constitué de deux FET en série à l'intérieur d'un seul boîtier, comme le montre la figure 379 et c'est pourquoi nous n'avons que quatre pattes : le drain, la source et les deux gâchettes 1 et 2. Si l'on applique un signal sur la gâchette 1, il ressort du drain amplifié en fonction de la tension positive appliquée sur la gâchette 2. Si l'on polarise la gâchette 2 avec une tension positive de 4 V environ, le MOSFET amplifie le signal entrant par la gâchette 1 environ 12 fois. Si l'on applique une tension positive d'environ 1 V, il l'amplifie environ 3 fois. Vous aurez compris qu'il suffit de faire varier la tension sur la gâchette 2 pour modifier le gain de cet étage amplificateur.

Pour convertir le signal appliqué sur la

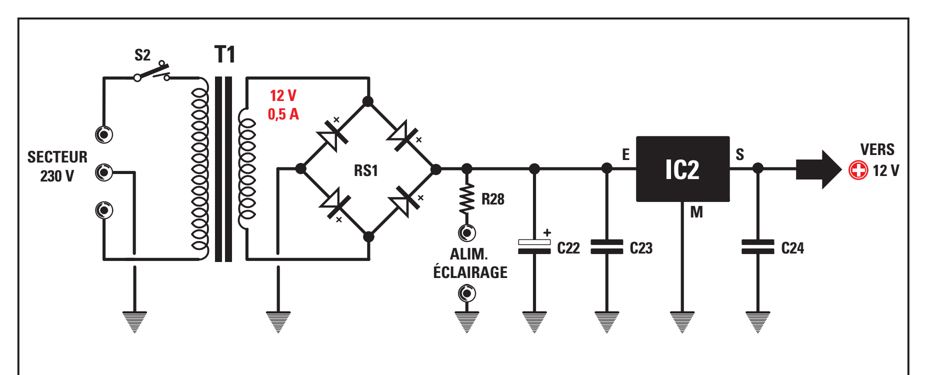


Figure 377 : Schéma électrique de l'étage alimentation fournissant la tension de 12 V stabilisée requise par le récepteur superhétérodyne.

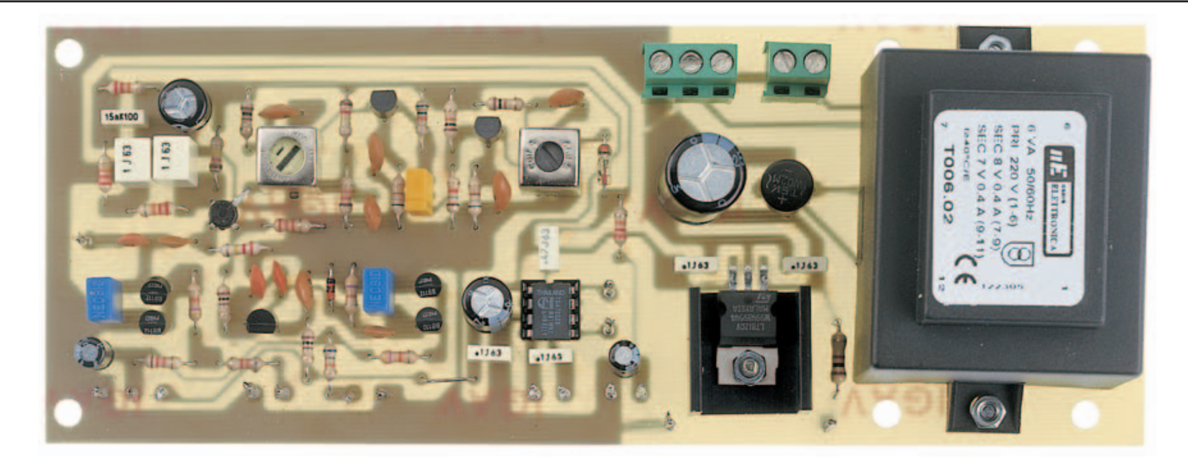


Figure 378: Photo d'un des prototypes de la platine du récepteur superhétérodyne, alimentation secteur 230 V/12 V comprise.

gâchette 1 en une fréquence fixe de 455 kHz, il est nécessaire d'appliquer sur sa source un signal HF ayant une fréquence supérieure de 455 kHz par rapport à celle accordée avec L1 et les diodes varicap. Pour obtenir cette fréquence nous utilisons comme étage oscillateur le FET FT1. Le circuit d'accord composé de L2 (100 µH) et des deux diodes varicap DV3 et DV4, nous permet de produire un signal HF couvrant la gamme de 2 055 à 955 kHz. La fréquence produite, prélevée sur la source du FET FT1, est appliquée directement sur la source du MOSFET MFT à travers R25.

Le potentiomètre R18 (recherche des stations) utilisé pour faire varier la tension sur DV1 et DV2, est utilisé aussi pour faire varier la tension sur DV3 et DV4: par conséquent en diminuant ou augmentant la capacité de DV1-DV2 on diminue ou augmente aussi automatiquement la capacité de DV3 et DV4. Si, par exemple, le circuit d'accord composé de L1 et DV1-DV2 est accordé sur 600 kHz, le circuit de l'étage oscillateur composé de L2 et DV3-DV4 oscille automatiquement sur 1 055 kHz. Si nous faisons la différence entre les deux fréquences nous trouvons:

1 055 – 600 = 455 kHz.

Si le circuit d'accord composé de L1 et DV1-DV2 est accordé sur 800 kHz, le circuit de l'étage oscillateur composé de L2 et DV3-DV4 oscille automatiquement sur 1 255 kHz. Si nous faisons la différence entre les deux fréquences nous trouvons:

1 255 – 800 = 455 kHz.

Dans le drain de MFT nous trouvons l'enroulement du primaire de la MF1, accordée sur 455 kHz: donc, toutes les autres fréquences qui ne sont pas égales à 455 kHz ne peuvent passer à travers son enroulement secondaire. La fréquence de 455 kHz est prélevée sur l'enroulement secondaire de la MF1 pour être appliquée sur la base du transistor qui l'amplifie. Sur le collecteur de TR1 est monté un filtre céramique FC1 de 455 kHz utilisé pour ne laisser passer que cette seule fréquence. Comme la sortie de ce filtre est relié à la base de TR2, celui-ci amplifie les 455 kHz traversant le filtre. Le collecteur de TR2 est relié à l'enroulement primaire de MF2, lui aussi accordé sur 455 kHz et donc le signal présent sur cet enroulement primaire est transféré par induction sur son enroulement secondaire.

Le signal amplifié, présent sur le secondaire de MF2, est redressé par la diode au germanium DG1. Pour la détection on a choisi cette diode car elle peut redresser n'importe quel signal alternatif dépassant une amplitude de seulement 0,3 V (alors que les diodes au silicium commencent à redresser les tensions dépassant 0,7 V environ). Cette diode au germanium élimine toutes les demies ondes positives et ne laisse passer que les demies ondes négatives, comme le montre la figure 381. Pour supprimer, dans les demies ondes négatives, le

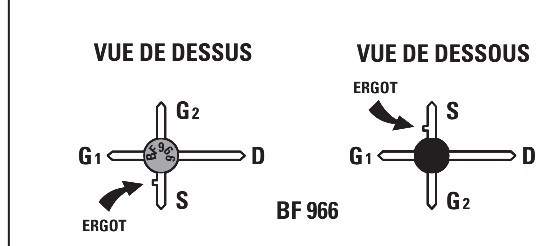
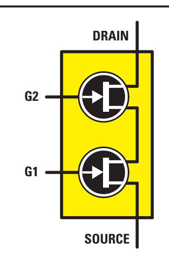


Figure 379: Le MOSFET BF966 est constitué de deux FET en série, c'est pourquoi on trouve une gâchette 1 et une gâchette 2. La patte source se différencie de la gâchette 2 par un petit ergot repère-détrompeur.



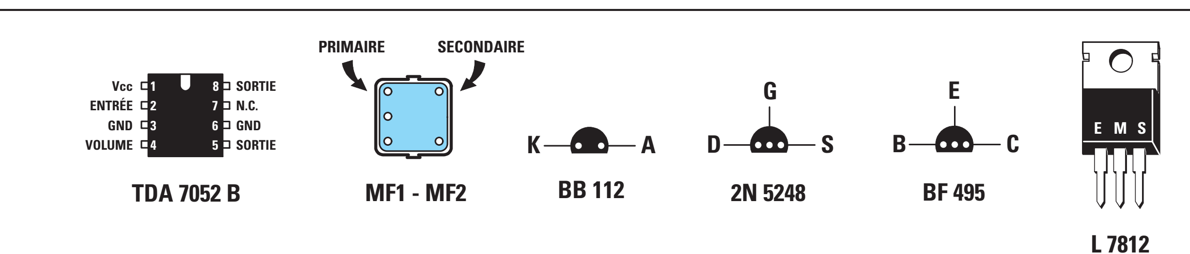


Figure 380: Brochages du circuit intégré TDA7052B vu de dessus, des MF, des diodes varicap BB112, du FET 2N5248, du transistor BF495 vus de dessous et du circuit intégré régulateur L7812 vu de face.

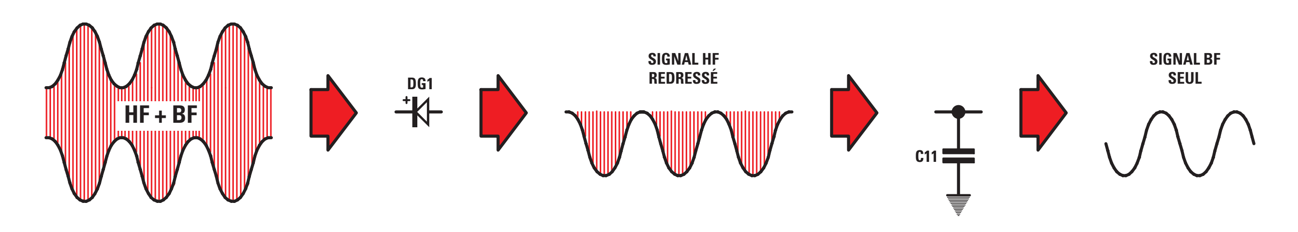


Figure 381 : Du secondaire de la MF2 sort un signal HF comme celui du dessin de gauche. La diode DG1 élimine la demie onde positive. Si l'on connecte entre la diode et la masse un condensateur de 15 nF, il décharge à la masse seulement la fréquence HF car, pour les 455 kHz, ce condensateur se comporte comme une résistance de quelques ohms, alors qu'en BF il se comporte comme une résistance de 1 kilohm.

signal HF de 455 kHz encore présent, il suffit d'appliquer entre anode et masse un petit condensateur C11 de 15 nF. Ce condensateur décharge à la masse le seul signal HF de 455 kHz et on retrouve donc aux bornes de DG1 seulement le signal BF, comme le montre la figure 381 (à droite).

Ce signal BF est transféré, à travers C14, sur la broche d'entrée 2 du bloc noir IC1 (un petit circuit intégré amplificateur BF capable de fournir une puissance de 1 W environ). Sur ses deux broches de sortie 5 et 8 nous pouvons donc appliquer un petit haut-parleur permettant d'écouter le signal BF de la station sélectionnée. Le potentiomètre R15 relié à la broche 4 de IC1 sert à contrôler le volume.

Ici nous devons ouvrir une parenthèse à propos du CAG ("Automatic Gain Control") ou contrôle automatique de gain. Vous comprenez bien que tous les signaux BF captés par l'antenne n'ont pas la même intensité. Les signaux des stations lointaines arrivent faibles alors que ceux des stations proches sont très forts. Par conséquent, les signaux faibles doivent être amplifiés au maximum, de façon à obtenir un signal plus que suffisant pour être redressé, alors que les signaux très forts doivent être atténués afin d'éviter qu'ils ne saturent les étages amplificateurs MF. Si un signal saturait les étages amplificateurs MF, on aurait en effet en sortie un signal BF très distordu. Pour faire varier le gain du récepteur, de manière à amplifier au maximum les signaux faibles et très peu les signaux forts, nous utilisons la tension négative que DG1 a redressée.

Vous le verrez ci-dessous, en mettant le double inverseur S1 sur S-mètre, l'aiguille du galvanomètre MA dévie en fond d'échelle si le signal capté est très fort et il ne dévie que très peu si le signal est faible. Pour faire varier le gain de MFT nous faisons varier seulement la tension sur la gâchette 2. La R2 de 120 kilohms, reliée à la gâchette 2, polarise le MFT avec une tension positive de 3,5 V environ : c'est avec cette tension que nous obtenons le gain maximum. Si l'antenne capte un signal très fort, DG1 fournit une tension négative pouvant atteindre 3 V, si le signal à l'antenne est faible, cette tension ne dépasse pas 0,5 V. Cette tension négative est appliquée, à travers R14 et R3, à la gâchette 2 de MFT et, ainsi, la tension positive appliquée sur cette gâchette 2 est réduite. Quand un signal fort arrive, DG1 fournit une tension négative de 3 V environ et donc la tension positive sur la gâchette 2 descend

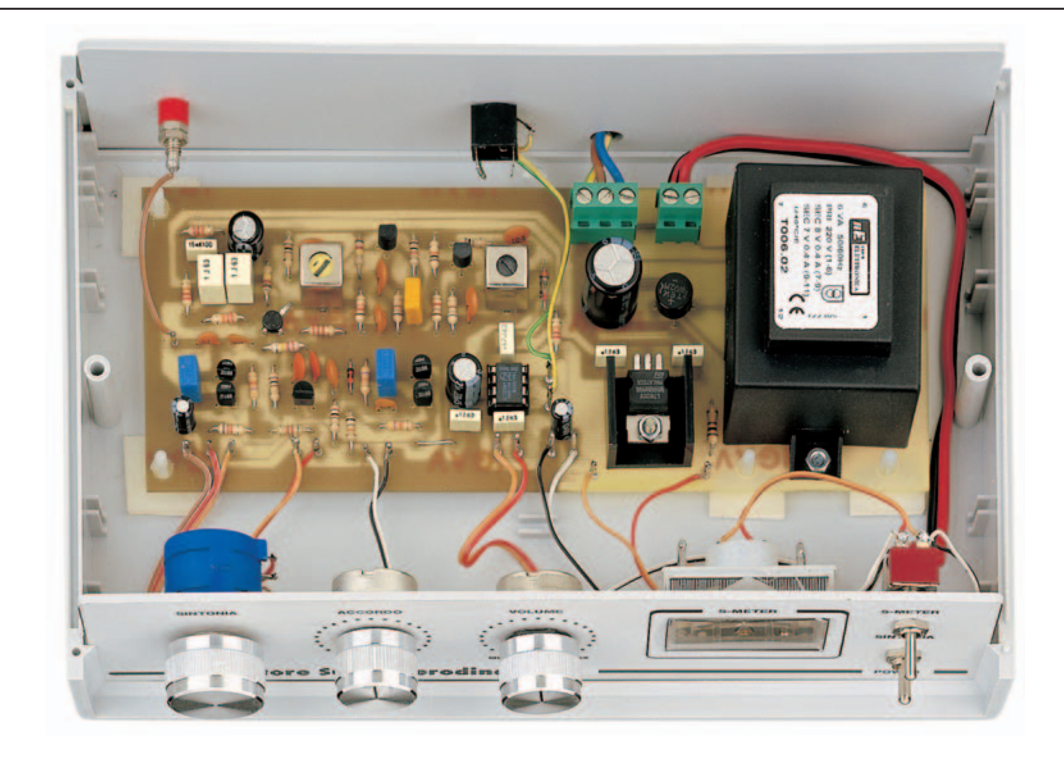


Figure 382 : Installation de la platine dans le boîtier plastique. Elle est fixée au fond horizontal du boîtier par six entretoises autocollantes. Avant de fixer les potentiomètres d'accord et de volume en face avant, raccourcissez leurs axes afin de pouvoir ensuite monter les boutons de manière à les tenir le plus près possible de la surface du panneau en aluminium.

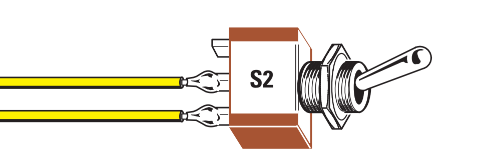
Figure 383a : Schéma d'implantation des composants du récepteur superhétérodyne. Pour la mise en page le dessin est en deux parties, mais le récepteur et son alimentation tiennent sur un seul circuit imprimé. N'oubliez pas le "strap" près de R23 et C12. Le fil vert/jaune de terre du cordon secteur 230 V va à la borne de gauche du bornier à trois pôles.

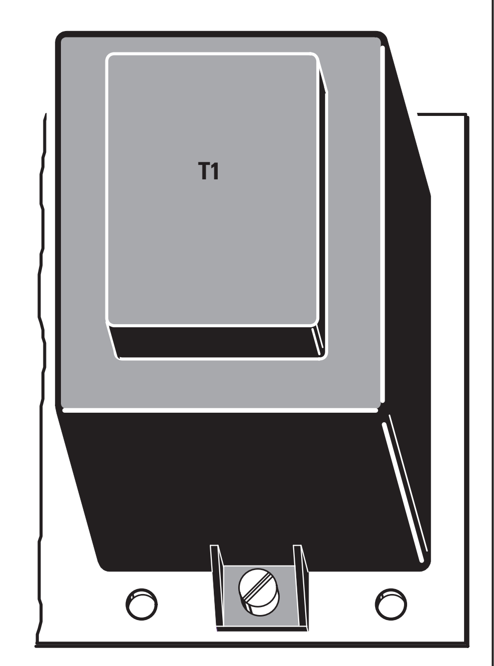
de 4 à 1 V et avec cette tension MFT amplifie le signal seulement deux fois. Quand un signal faible arrive, DG1 fournit une tension négative de 0,5 V négatif environ et donc la tension sur la gâchette 2 descend de 4 à 3,5 V et avec cette tension MFT amplifie le signal dix fois.

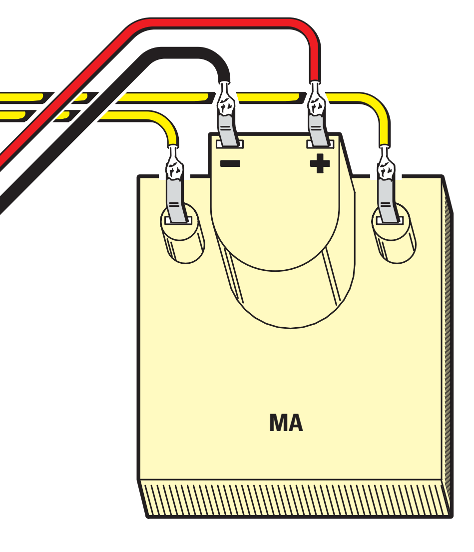
Note : les valeurs de tension données par cet exemple sont approximatives et servent seulement à vous faire bien comprendre comment fonctionne un CAG dans un récepteur.

Le galvanomètre MA de ce récepteur est utile aussi pour une autre fonction : en effet, en mettant S1 sur Accord, nous pouvons savoir quelle tension est appliquée sur les diodes varicap et, avec une bonne approximation, si nous sommes accordés sur 1 600 kHz (l'aiguille dévie au maximum) ou sur 1 000 kHz (elle dévie vers le centre) ou sur 500 kHz (elle reste au début de l'échelle).

Pour alimenter ce récepteur il faut une tension stabilisée de 12 V, prélevée sur l'étage d'alimentation composé du transformateur T1, du pont redresseur RS1 et du circuit intégré régulateur IC2 L7812, comme le montre la figure 377.







Liste des composants

R1 .... 220 kΩ
R2 .... 120 kΩ
R3 .... 22 kΩ
R4 .... 100 Ω
R5 .... 2,2 kΩ
R6 .... 120 kΩ
R7 .... 12 kΩ
R8 .... 1,5 kΩ
R9 .... 680 Ω
R10 .... 10 kΩ
R11 .... 1,8 kΩ
R12 .... 680 Ω
R13 .... 100 Ω
R14 .... 22 kΩ
R15 .... 100 kΩ pot. lin.
R16 .... 22 kΩ
R17 .... 22 kΩ
R18 .... 10 kΩ pot. 10 tours
R19 .... 1,2 kΩ
R20 .... 47 kΩ
R21 .... 8,2 kΩ
R22 .... 2,2 kΩ pot. lin.
R23 .... 47 kΩ
R24 .... 47 kΩ
R25 .... 100 Ω
R26 .... 100 Ω
R27 .... 68 kΩ
R28 .... 100 Ω 1/2 W
C1............ 27 pF céramique
C2............ 100 pF céramique
C3............ 100 µF électrolytique
C4............ 1 µF électrolytique
C5............ 100 nF céramique
C6............ 100 nF céramique
C7............ 100 nF céramique
C8............ 100 nF céramique
C9............ 100 nF céramique

Sauf spécification contraire, toutes les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

C10 .... 1 µF polyester
C11 .... 15 nF polyester
C12 .... 100 nF polyester
C13 .... 220 µF électrolytique
C14 .... 470 nF polyester
C15 .... 100 nF polyester
C16 .... 10 µF électrolytique
C17.......... 100 pF céramique
C18 .... 150 pF céramique
C19 .... 150 pF céramique
C20 .... 100 nF céramique
C21 .... 4,7 µF électrolytique
C22 .... 1 000 µF électrolytique
C23 .... 100 nF polyester
C24 .... 100 nF polyester
L1............ self 220 µH
L2............ self 100 µH
MF1.......... MF jaune
MF2.......... MF noire
FC1.......... filtre céramique 455 kHz
DG1.......... diode AA117
DS1 .... diode 1N4148
RS1 .... pont 100 V 1 A
DV1 .... varicap BB112
DV2 .... varicap BB112
DV3 .... varicap BB112
DV4 .... varicap BB112
TR1.......... transistor NPN - BF495
TR2.......... transistor NPN - BF495
FT1.......... FET 2N5248
MFT .... MOSFET BF966
IC1........... intégré TDA7052B
IC2........... régulateur L7812
T1............ transfo. 6 W
secondaire 8-15 V 0,4 A
S1A+B...... double interrupteur
S2............ interrupteur
MA........... galva. 200 µA
HP .... haut-parleur 8 Ω

Pour conclure cette analyse, résumons les fonctions remplies par les différents semiconducteurs utilisés pour construire ce récepteur superhétérodyne:

MFT = ce MOSFET sert à préamplifier le signal accordé par L1 pour faire varier son gain et pour convertir la fréquence captée en valeur fixe de 455 kHz, en appliquant sur sa source le signal HF prélevé sur l'étage oscillateur FT1,

FT1 = ce FET est utilisé comme oscillateur HF pour produire un signal lequel, mélangé au signal capté par l'antenne, permet d'obtenir la conversion de la fréquence captée en une fréquence fixe de 455 kHz,

TR1 = ce transistor sert à préamplifier le signal de 455 kHz prélevé sur le secondaire de MF1,

TR2 = ce transistor sert à préamplifier le signal de 455 kHz prélevé à la sortie du filtre céramique FC1,

DG1 = cette diode sert à redresser le signal de 455 kHz, de manière à prélever le signal BF ainsi que la tension négative à appliquer à la gâchette 2 de MFT pour faire varier le gain automatiquement,

IC1 = ce circuit intégré sert à amplifier le signal BF redressé par DG1, de façon à obtenir en sortie une puissance plus que suffisante pour piloter le haut-parleur,

IC2 = ce circuit intégré sert à stabiliser à 12 V la tension positive prélevée à la sortie du pont redresseur RS1.

La réalisation pratique

Une fois en possession du circuit imprimé, dont la figure 383b donne le dessin à l'échelle 1 (pour le cas où vous voudriez le réaliser vous-même par la méthode décrite dans le numéro 26 d'ELM), montez tous les composants dans un certain ordre, comme le montre la figure 383a. Si vous faites ainsi, votre montage fonctionnera tout de suite.

Tout d'abord enfoncez et soudez tous les picots d'interconnexions avec les composants de face avant et panneau arrière. Puis placez le "strap" près de R23/C12. Prenez alors le MOSFET MFT à quatre pattes (au lieu de trois pour un FET ou transistor ordinaire, voir

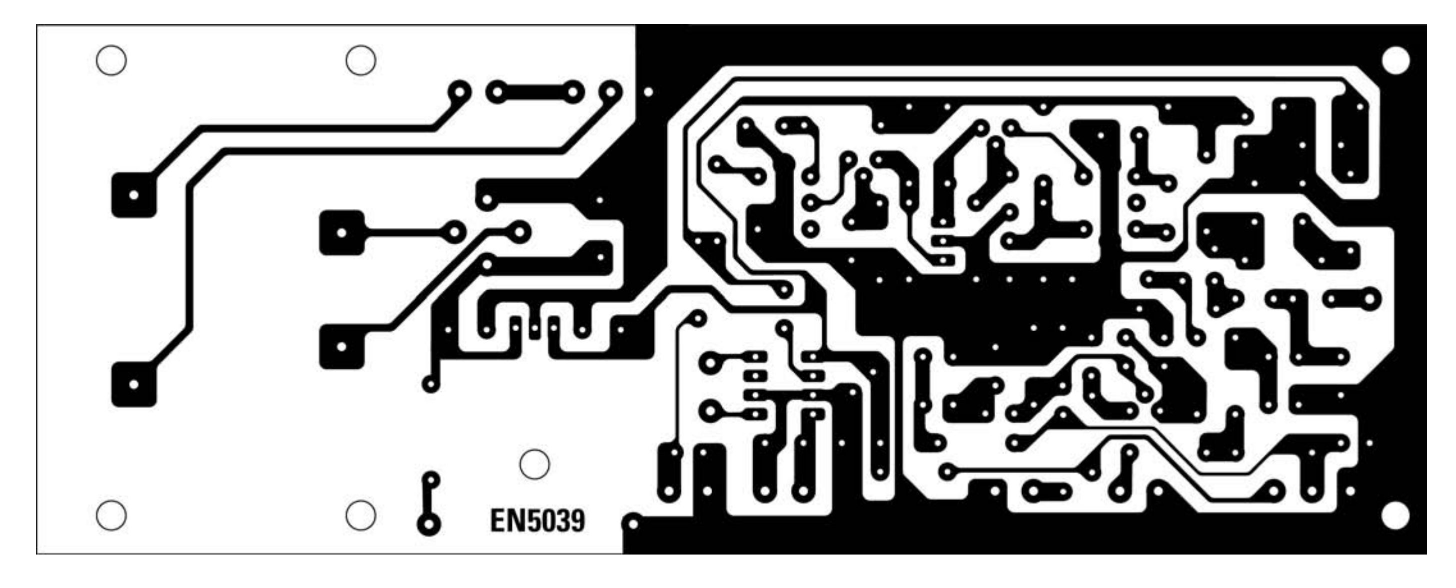


Figure 383b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du récepteur superhétérodyne.

figure 384) : la patte la plus longue est le drain, la patte de gauche est la gâchette 1 et les deux autres, disposées en croix, sont la gâchette 2 et la source (la source est reconnaissable à son petit ergot repère-détrompeur). Cette patte de source avec son ergot doit être orientée vers le bas, comme le montre la figure 384. Avec une pince à becs fins, repliez en L ces 4 pattes et insérez-les dans les trous prévus à cet effet. Si la patte source était repliée en L dans le sens opposé à celui requis, elle serait tournée vers R2 et non, comme il le faut, vers R5.

Insérez et soudez alors le support de IC1, puis vérifiez que vous n'avez fait ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée. Montez près de R24 la diode au silicium DS1, bague noire repère-détrompeur tournée vers le haut et, près de MF2, la diode au germanium DG1, bague noire repère-détrompeur orientée vers le haut également, comme le montre la figure 383a. DG1 se distingue facilement de DS1 par ses dimensions supérieures.

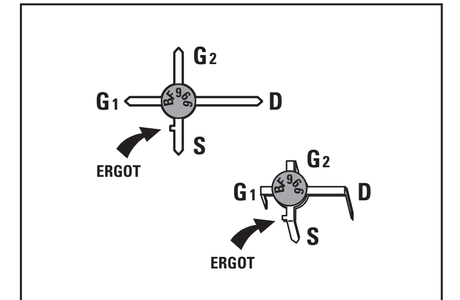


Figure 384: Avant de replier en L les quatre pattes du MOSFET, tournez vers le bas la patte S reconnaissable à son petit ergot repère-détrompeur.

Montez tous les condensateurs céramiques, puis les polyesters et enfin les électrolytiques en respectant bien la polarité +/– de ces derniers (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du boîtier cylindrique).

Prenez la self L1 (220 est indiqué sur son boîtier) et placez-la près de DV1-DV2, puis L2 (marquée 100) et placez-la près de DV3-DV4. Entre R9 et R11, placez le filtre céramique FC1 (boîtier jaune). La MF1 a un noyau jaune et elle doit être placée près de MFT, MF2, noyau noir, près de TR2. N'oubliez pas de souder sur le circuit imprimé les deux languettes du blindage de chacune des deux MF.

Montez les quatre diodes varicap, méplats repère-détrompeurs vers le bas, comme le montre la figure 383a. Montez ensuite TR1 et TR2, méplats repère-détrompeurs vers le haut. Montez FT1 2N5248, méplat repère-détrompeur vers le bas. À droite du circuit imprimé, montez le pont RS1 en respectant bien la polarité +/– de ce dernier, puis le circuit intégré régulateur IC2, couché dans son dissipateur en U et fixé sur le circuit imprimé par un petit boulon 3MA, comme le montre la figure 383a et enfin le transformateur T1.

Près de RS1, insérez le bornier à trois pôles du cordon secteur 230 V et celui à deux pôles de l'interrupteur S2.

Vous pouvez maintenant enfoncer délicatement le circuit intégré IC1 dans son support en orientant bien son repère-détrompeur en U vers C14, comme le montre la figure 383a.

Comme le montre la figure 382, la platine sera montée au fond horizontal du boîtier plastique à l'aide de six entretoises autocollantes.

Étant donné que vous avez pensé à enfoncer et souder en premier les picots, il vous reste à réaliser les interconnexions avec les composants de la face avant et du panneau arrière, à l'aide de morceaux de fil de cuivre isolés de couleurs (torsadés pour la sortie HP) : là encore regardez très attentivement la figure 383a et n'intervertissez pas les trois fils du potentiomètre R18 multitour (le central n'est pas au centre !), ni les deux de R22 et R15 (n'oubliez pas le "strap" en fil de cuivre nu entre leurs deux broches de gauche), ni les six du double inverseur S1, ni les quatre du galvanomètre MA (respectez bien la polarité des deux fils rouge/noir intérieurs destinés à l'arrivée du signal, les deux jaunes extérieurs sont ceux destinés à l'éclairage de l'ampoule d'illumination du cadran et ils ne sont pas polarisés), ni les deux rouge/noir torsadés du haut-parleur. Sur les borniers, insérez et vissez les trois fils du cordon secteur, fil de terre vert/jaune impérativement à gauche. Connectez S2 (bornier) et Antenne (picot) sans précaution particulière.

Les axes des potentiomètres R22 et R15 doivent être préalablement raccourcis afin de pouvoir ensuite monter les boutons contre la surface de la face avant.

Montez les trois potentiomètres, l'inverseur double S1, l'interrupteur M/A et le galvanomètre en face avant et, sur le panneau arrière, la douille d'antenne (avant de souder le fil allant à

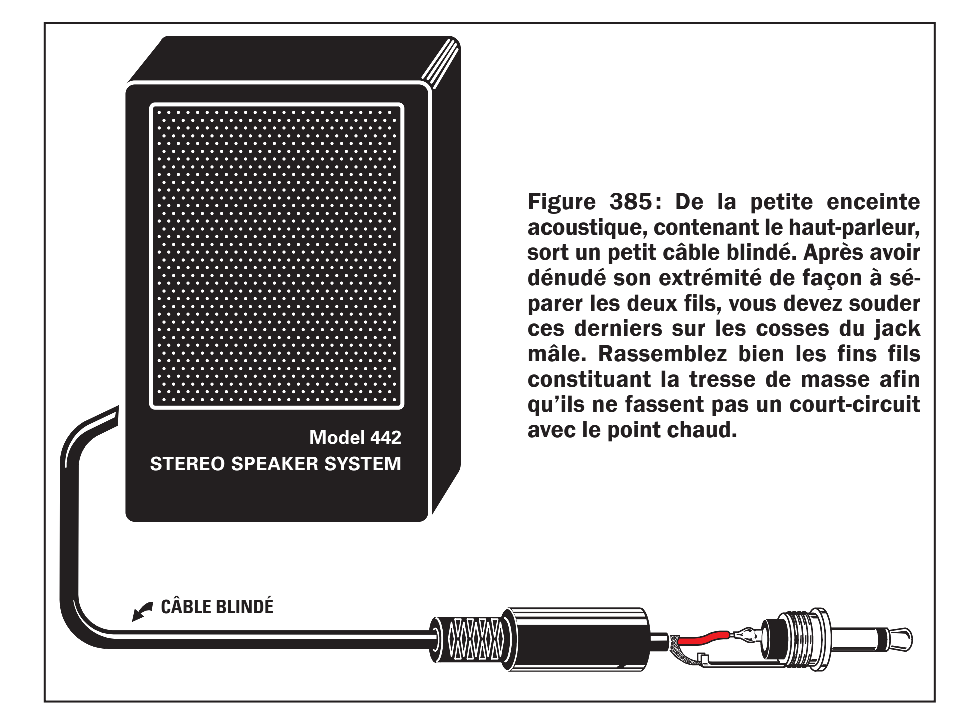


Figure 385: De la petite enceinte acoustique, contenant le haut-parleur, sort un petit câble blindé. Après avoir dénudé son extrémité de façon à séparer les deux fils, vous devez souder ces derniers sur les cosses du jack mâle. Rassemblez bien les fins fils constituant la tresse de masse afin qu'ils ne fassent pas un court-circuit avec le point chaud.

la platine, trou de diamètre 6 mm), la prise jack femelle (trou de diamètre 6 mm) et le passe-fil en caoutchouc (trou de diamètre 8 mm) pour le cordon secteur 230 V que vous enfilerez, bien sûr, avant de le visser au bornier à trois pôles (faites un nœud anti-arrachement à l'intérieur du panneau arrière). Pour tous ces perçages, rappelons qu'aussi bien dans l'aluminium de la face avant que dans le plastique du panneau arrière, les forets à bois à pointe (même bon marché) font merveille.

Comme le montre la figure 385, prenez une petite enceinte acoustique (à l'intérieur se trouve un haut-parleur) et confectionnez un petit câble blindé terminé par un jack mono mâle : soignez les soudures de la tresse de masse sur la cosse longue latérale et du point chaud sur la cosse courte centrale. Et n'oubliez pas d'enfiler le capot vissable avant de faire ces deux soudures ! Là encore, respectez bien la polarité du haut-parleur, comme vous l'avez fait à l'intérieur du boîtier plastique du récepteur, sinon le son sortant du haut-parleur sera déformé.

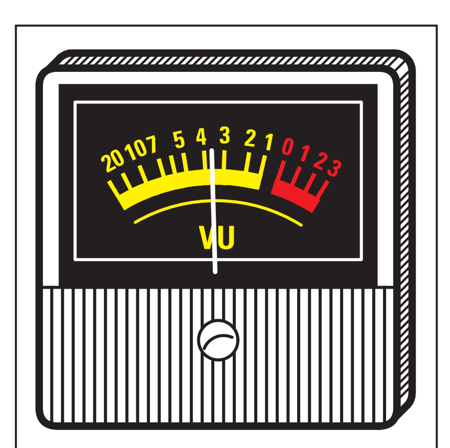


Figure 386: Pour régler ce récepteur vous devez tourner le bouton de R22 à mie course et mettre S1 en position S-mètre. Après avoir inséré un fil dans la prise antenne, cherchez avec le potentiomètre d'accord R18 une station, puis tournez le noyau de la MF2 et celui de la MF1 jusqu'à obtenir une déviation vers la droite de l'aiguille du S-mètre. Plus longue est l'antenne et plus loin vers la droite dévie l'aiguille.

Le réglage

En branchant un fil de 3 ou 4 mètres terminé par une fiche banane à la douille Antenne vous pouvez déjà capter quelque station, mais pour obtenir la sensibilité maximale vous devez procéder au réglage des noyaux des MF. Faites ces réglages lorsque la platine est définitivement fixée dans le boîtier plastique. Vous n'avez besoin que d'un petit tournevis.

1° - Insérez, donc, dans la douille Antenne le fil de 3 ou 4 mètres terminé par la fiche banane et tenez-le le plus possible en position verticale,
2° - Tournez le bouton du potentiomètre R22 d'accord fin à mie course,
3° - Mettez S1 en position S-mètre de façon à voir l'aiguille du galvanomètre MA dévier en fonction de l'intensité du signal capté,
4° - Tournez lentement le bouton du potentiomètre R18 d'accord (recherche des stations) jusqu'à la réception d'une station : l'aiguille de MA dévie vers la droite,
5° - Avec le tournevis, tournez le noyau de la MF2 jusqu'à trouver une position faisant dévier l'aiguille, aussi peu que ce soit, vers la droite,
6° - Tournez maintenant le noyau de la MF1 et là encore vous trouverez une position de l'aiguille davantage vers la droite,
7° - Essayez alors de tourner le bouton du potentiomètre R22 d'accord fin jusqu'à une déviation de l'aiguille quelques millimètres plus à droite.

Le récepteur est réglé, mais pour obtenir le maximum de sensibilité vous devez retoucher les noyaux des deux MF sur un signal très faible. Avec une station reçue faisant dévier l'aiguille du S-mètre d'un quart d'échelle, tournez dans un sens ou dans l'autre, mais très peu, le noyau de la MF2 pour la déviation maximale de l'aiguille, puis le noyau de la MF1, sans oublier de corriger l'accord fin avec le potentiomètre R22. Quand la déviation maximale est obtenue, vous pouvez fermer le couvercle du boîtier de votre récepteur superhétérodyne.

La réception des OM

Pendant la journée vous pourrez capter assez peu de stations, mais vers le soir ou la nuit, quand la propagation des ondes moyennes augmente, comme nous vous l'avons expliqué dans le Cours et à d'autres occasions, vous réussirez à capter aussi beaucoup de stations étrangères.

La longueur du fil d'antenne est déterminante : en effet, plus long il sera et meilleure sera la réception (clarté et nombre de stations). Autrefois ce fil était tendu au-dessus du toit de la maison, ou bien dans le jardin. Quelqu'un qui habite en immeuble ne peut pas toujours le faire, mais cependant il peut, dans son appartement, tendre un fil de cuivre isolé plastique en l'isolant aux deux extrémités accrochées aux murs (avec des isolateurs en céramique, en bois ou en plastique qu'il pourra facilement fabriquer lui-même). ◆

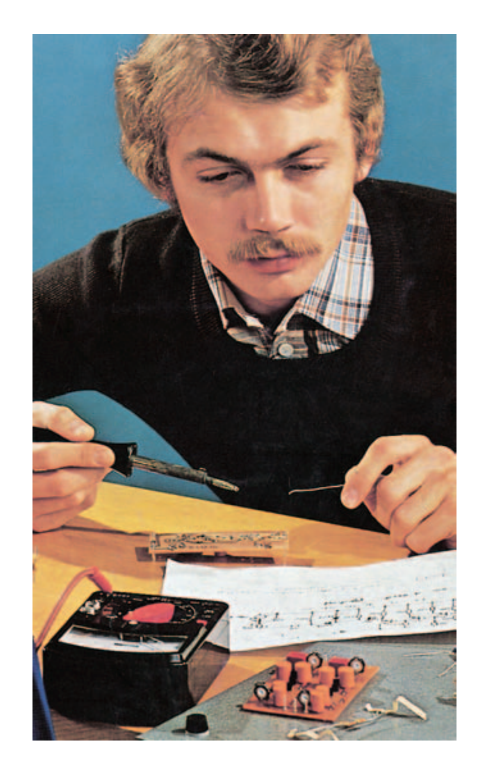
Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Comment concevoir un émetteur

première partie: la théorie

Après vous avoir appris comment réaliser des oscillateurs HF, nous vous expliquons ici comment augmenter la puissance de ces signaux faibles avec des étages amplificateurs HF. Cette leçon vous montrera que, pour transférer sans perte excessive le signal HF prélevé sur le collecteur d'un transistor amplificateur, il est nécessaire d'adapter l'impédance élevée du collecteur à la faible impédance de la base. Pour transférer le signal HF prélevé sur le collecteur d'un étage final vers l'antenne émettrice, il est également nécessaire d'adapter son impédance élevée à la valeur d'impédance du câble coaxial: 50 ou 75 ohms. Adapter deux valeurs différentes d'impédance n'est pas difficile car, vous l'apprendrez bientôt, il suffit de tourner l'axe des condensateurs ajustables se trouvant dans le filtre adaptateur d'impédance jusqu'à trouver la capacité correspondant au niveau de signal de sortie HF maximal. Cette leçon proposera, dans sa seconde partie, de construire un petit émetteur AM pour la gamme des 27 MHz: nous verrons, entre autres, comment régler les condensateurs ajustables pour une parfaite adaptation aux diverses impédances et nous vous apprendrons à calculer un filtre passe-bas qui, appliqué à la sortie de l'émetteur, empêchera toutes les fréquences harmoniques d'atteindre l'antenne émettrice.



La plus grande aspiration d'un jeune passionné d'électronique est de réussir à réaliser un émetteur de moyenne puissance en mesure d'envoyer à distance sa propre voix. Étant donné qu'à la sortie d'un étage oscillateur la puissance prélevée est toujours dérisoire, pour rendre le signal puissant il faut l'amplifier, mais pour ce faire on doit connaître, au préalable, tous les procédés à mettre en œuvre pour réaliser des étages amplificateurs HF efficaces.

Si nous avons un étage oscillateur fournissant à sa sortie une puissance de 0,05 W et si nous l'appliquons à un transistor devant l'amplifier 6,31 fois, sur son collecteur nous aurons une puissance de:

0,05 x 6,31 = 0,315 W

Si cette puissance est insuffisante, il est nécessaire d'ajouter un deuxième transistor et, s'il amplifie aussi de 6,31 fois, nous aurons sur son collecteur une puissance de:

0,315 x 6,31 = 1,987 W

Si nous voulons ensuite encore augmenter la puissance, nous devrons ajouter un troisième transistor et, s'il amplifie aussi de 6,31 fois, nous aurons à la sortie une puissance de:

1,987 x 6,31 = 12,53 W
(voir figure 387)

Note: comme le montre le tableau 22, un gain de 6,31 correspond à une augmentation de puissance de 8 dB.

Cependant, pour amplifier un signal HF, il ne suffit pas, comme en BF, de prélever le signal de collecteur d'un transistor puis de l'appliquer, à travers un condensateur, à la base d'un transistor amplificateur: en effet, si l'on n'adapte pas l'impédance du signal prélevé sur le collecteur à l'impédance de base du transistor amplificateur, des pertes importantes se produisent.

SORTIE 0,05 W | ENTRÉE 0,05 W | SORTIE 0,315 W | ENTRÉE 0,315 W | SORTIE 1,987 W | ENTRÉE 1,987 W | SORTIE 12,53 W

GAIN 8 dB | GAIN 8 dB | GAIN 8 dB

OSCILLATEUR | 1er AMPLI. | 2e AMPLI. | FINAL

Figure 387 : Si l'on applique 0,05 W fourni par un étage oscillateur sur l'entrée d'un étage amplificateur ayant un gain de 8 dB, à sa sortie nous prélevons 0,315 W. Si l'on applique 0,315 W sur l'entrée d'un deuxième amplificateur ayant un gain de 8 dB, encore, à sa sortie nous prélevons 1,987 W. Pour augmenter cette puissance, il est nécessaire d'ajouter un troisième étage amplificateur et, si celui-ci a aussi un gain de 8 dB, à sa sortie nous aurons une puissance de 12,53 W. La consultation du tableau 22 permet de voir qu'un gain de 8 dB correspond à une augmentation de puissance de 6,31 fois.

Que signifie adapter une impédance ?

Comme le montre le tableau 20, l'impédance de base et l'impédance de collecteur d'un transistor changent avec la puissance.

Tableau 20 :
Rapport entre la puissance d'un transistor et les impédances de ses jonctions.

Puissance max transistor (W)	Impédance base (Ω)	Impédance collecteur (Ω)
1	70	110
2	36	60
3	24	40
4	18	30
5	14	23
6	12	20
7	11	19
8	8,5	14
9	8,0	13
10	7,8	12
15	5,0	8,0
20	3,6	6,0
30	2,4	4,0
40	1,8	3,0
50	1,5	2,5
60	1,2	2,0
70	1,0	1,6
80	0,9	1,4
90	0,8	1,3
100	0,7	1,1

Note : ce tableau, bien que purement indicatif, sert à montrer que l'impédance de base d'un transistor HF est toujours inférieure à celle de son collecteur. Ces valeurs sont approximatives car l'impédance varie d'un transistor à un autre en fonction de la tension d'alimentation et de la fréquence de travail.

Etant donné que ces impédances ne sont jamais données dans les tables de caractéristiques des transistors, vous voudrez sans doute savoir comment les calculer. On peut trouver avec une bonne approximation l'impédance de collecteur grâce à la formule :

Z ohms = [(Vcc x Vcc) : (W + W)]

où Z est l'impédance en ohms, Vcc la tension maximale acceptée par le collecteur du transistor, W la puissance maximale que peut fournir le transistor.

Donc si un transistor alimenté avec une tension maximale de 18 V fournit une puissance HF de 7 W, l'impédance de son collecteur sera d'environ :

[(18 x 18) : (7 + 7)] = 23 ohms

Si un autre transistor alimenté avec une tension maximale de 15 V fournit une puissance HF de 7 W, l'impédance de son collecteur sera d'environ :

[(15 x 15) : (7 + 7)] = 16 ohms

Précisons que l'impédance de collecteur ne varie pas seulement avec la tension d'alimentation, mais aussi avec la fréquence de travail. Étant donné qu'on n'explique en général pas comment faire pour adapter deux impédances différentes, on voit pourquoi ceux qui passent de la BF à la HF ne peuvent comprendre pour quelle raison, quand on amplifie un signal HF, la puissance au lieu d'augmenter diminue !

Afin de vous expliquer ce qu'adapter une impédance signifie, prenons une comparaison hydraulique : comparons le transistor à un réservoir dont l'entrée est un tube de petit diamètre (basse impédance) et dont la sortie est un tube

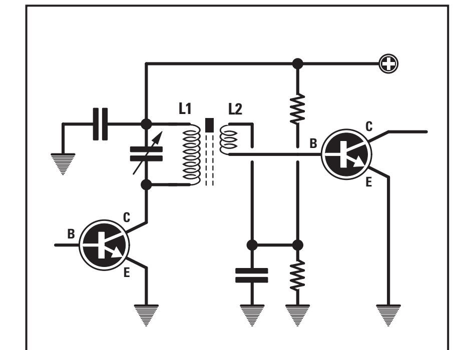


Figure 388 : Le signal HF produit par un étage oscillateur peut être prélevé par voie inductive, en enroulant deux ou trois spires (L2) sur le côté froid de L1.

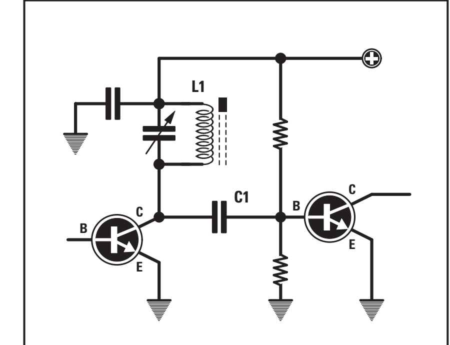


Figure 389 : Pour prélever le signal HF par voie capacitive, il suffit de relier entre collecteur et base des deux transistors un condensateur C1 de faible capacité.

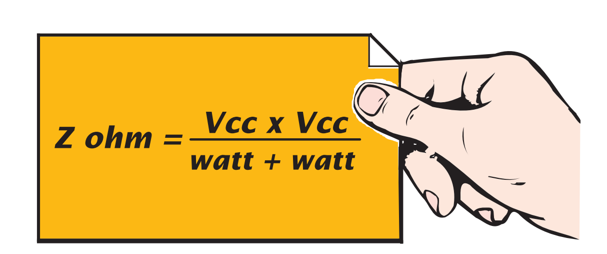


Figure 390 : L'impédance de collecteur d'un transistor peut être calculée avec cette formule. Vcc est la tension maximale que le transistor peut accepter et W la puissance HF maximale qu'il peut fournir. Le tableau 20 indique les valeurs moyennes d'impédances de collecteur et de base en fonction de la puissance maximale en W.

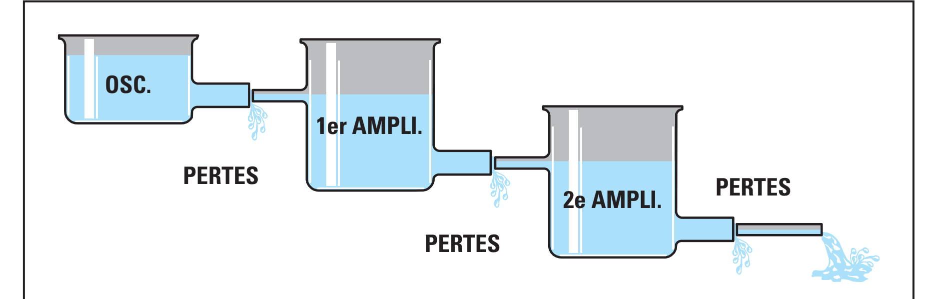


Figure 391 : Étant donné que l'impédance de collecteur est toujours supérieure à celle de base du transistor devant amplifier le signal, si l'on n'adapte pas ces deux impédances différentes on a des pertes, comme celles qu'on aurait si, pour transvaser de l'eau d'un réservoir à un autre, on utilisait deux tubes de diamètres différents.

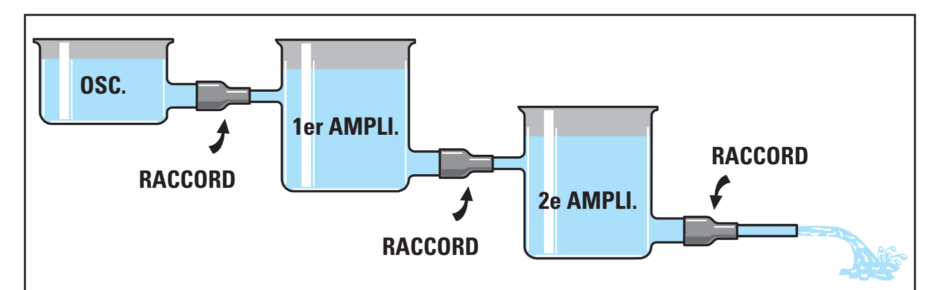


Figure 392 : Afin d'éviter toutes ces pertes de transvasement, vous devrez utiliser des raccords capables d'adapter l'un des diamètres avec l'autre. En HF, ces raccords sont des adaptateurs d'impédance et ils sont constitués de deux condensateurs ajustables et d'une self, comme le montrent les figures 393 et 394.

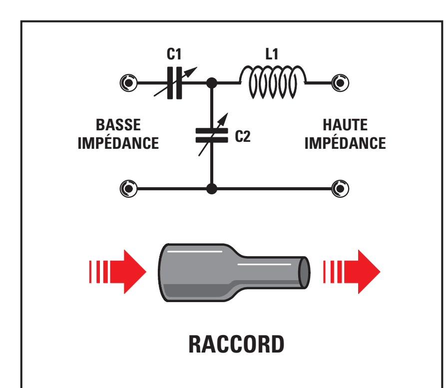


Figure 393 : Pour adapter une haute impédance à une basse impédance, il est nécessaire d'appliquer le signal sur le condensateur ajustable C1 et de le prélever sur la self L1

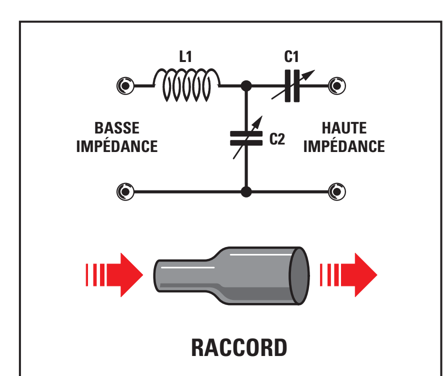


Figure 394 : Pour adapter une basse impédance à une haute impédance, il est nécessaire d'appliquer le signal sur la self L1 et de le prélever sur le condensateur ajustable C1.

de gros diamètre (haute impédance). Il va de soi que si l'on abouche, comme le montre la figure 391, une sortie de gros diamètre à une entrée de petit diamètre, afin de transvaser un liquide, une bonne quantité de ce liquide sera perdue. Pour éviter cette perte, la solution idéale serait d'utiliser des tubes de mêmes diamètres, mais comme ce n'est pas possible, il faut se procurer des raccords permettant d'aboucher deux tubes de deux diamètres différents, comme le montre la figure 392.

En HF un raccord capable d'adapter une basse impédance à une haute impédance ou vice versa, est constitué de deux condensateurs ajustables et d'une self, comme le montrent les figures 393 et 394. Les deux condensateurs ajustables C1 et C2 "regardent" toujours vers l'impédance la plus haute et la self L1 vers la plus basse.

Pour savoir combien de puissance on perdrait en présence d'une désadaptation d'impédance, on peut utiliser la formule :

[(Z supérieure : Z inférieure) x 2] – 1

où Z est l'impédance en ohms.

Si nous reprenons le schéma de la figure 387 permettant d'obtenir en sortie une puissance d'environ 12,53 W et si nous le montons sans adapter l'impédance du collecteur et celle de la base du transistor amplificateur suivant, nous pouvons calculer combien de puissance est perdue.

Si l'impédance de sortie de l'étage oscillateur est de 130 ohms et si le signal est appliqué sur la base d'un premier transistor de 1 W ayant une impédance d'environ 70 ohms, ce que nous reportons ci-dessous :

puissance max. du transistor = 1 W
impédance base = 70 ohms
impédance collecteur = 110 ohms

nous aurons une désadaptation de :

[(130 : 70) x 2] – 1 = 2,7

Si nous relions la sortie de ce transistor, ayant une impédance de 110 ohms, à la base d'un transistor en mesure de fournir une puissance maximale de 2 W, comme le montre la figure 397, en consultant le tableau 20 nous lisons les impédances suivantes :

puissance max. du transistor = 2 W
impédance base = 36 ohms
impédance collecteur = 60 ohms

Si nous relions les 110 ohms du premier transistor à une impédance de 36 ohms, soit l'impédance du deuxième transistor, nous obtenons la désadaptation d'impédance suivante :

[(110 : 36) x 2] –1 = 5,11

Si ensuite nous ajoutons un troisième transistor en mesure de fournir une puissance maximale d'environ 15 W, en consultant le tableau 20 nous lisons les impédances suivantes :

puissance max. du transistor = 15 W
impédance base = 5 ohms
impédance collecteur = 8 ohms

Si nous relions le collecteur du deuxième transistor, ayant une impédance de 60 ohms, à la base de ce troisième transistor, ayant une impédance de 5 ohms, nous obtenons une désadaptation de :

[(60 : 5) x 2] – 1 = 23.

Si maintenant nous consultons le tableau 21, où dans la deuxième colonne est indiqué par quel nombre multiplier la puissance fournie pour trouver la puissance obtenue en présence d'une désadaptation d'impédance, nous avons :

Valeur SWR ou ROS de désadaptation	Multiplicateur pour les pertes
1,0	0,000
1,1	0,002
1,2	0,008
1,3	0,017
1,4	0,030
1,5	0,040
1,6	0,053
1,7	0,067
1,8	0,082
1,9	0,096
2,0	0,111
2,1	0,126
2,2	0,140
2,3	0,155
2,4	0,169
2,5	0,184
2,6	0,197
2,7	0,211
2,8	0,224
2,9	0,237
3,0	0,250
3,1	0,260
3,2	0,270
3,3	0,286
3,4	0,298
3,5	0,309
3,6	0,319
3,7	0,330
3,8	0,340
3,9	0,350
4,0	0,360
4,1	0,370
4,2	0,380
4,3	0,390
4,4	0,397
4,5	0,405
4,6	0,414
4,7	0,422
4,8	0,430
4,9	0,437
5,0	0,445
5,5	0,479
6,0	0,510
6,5	0,538
7,0	0,563
7,5	0,585
8,0	0,605
8,5	0,623
9,0	0,640
9,5	0,650
10	0,670
11	0,695
12	0,716
13	0,735
14	0,751
15	0,766
16	0,778
17	0,790
18	0,800
19	0,810
20	0,819
21	0,826
22	0,833
23	0,840
24	0,844
25	0,852
26	0,857
27	0,861
28	0,867
29	0,870
30	0,874

Tableau 21:

Valeur de désadaptation et coefficient multiplicateur correspondant. Ce coefficient multiplicateur sera à appliquer à la puissance théorique pour obtenir la puissance réelle transférée. Dans la première colonne de ce tableau, on a reporté la valeur de SWR ou ROS (ondes stationnaires) que l'on obtient en reliant deux impédances différentes et dans la seconde le facteur de multiplication à utiliser pour calculer les pertes.

désadaptation 2,7 = x 0,211
désadaptation 5,1 = x 0,445
désadaptation 23 = x 0,840

Note: étant donné que dans le tableau 21 on ne trouve pas 5,1, nous avons pris 5.

Sachant qu'à la sortie de l'étage oscillateur une puissance de 0,05 W est disponible, en présence d'une désadaptation d'impédance de 2,7 nous perdons une puissance d'environ:

0,05 x 0,211 = 0,01 W

et donc sur la base du premier transistor n'arrive plus la puissance de 0,05 W, mais seulement:

0,05 – 0,01 = 0,04 W

Étant donné que ce premier transistor amplifie le signal appliqué sur sa base 6,31 fois, nous prélevons sur son collecteur une puissance de:

0,04 x 6,31 = 0,252 W



Figure 395: L'écoute de monde est une passion partagée par de nombreux amateurs.

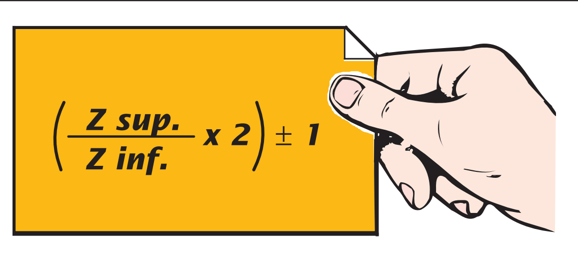


Figure 396: Pour calculer la valeur du SWR ou ROS, vous pouvez utiliser cette formule et pour calculer le facteur de multiplication de perte, vous pouvez utiliser la formule: (SWR –1): (SWR +1) au carré. Exemple: (4,5 –1): (4,5 +1) au carré = 0,4049.

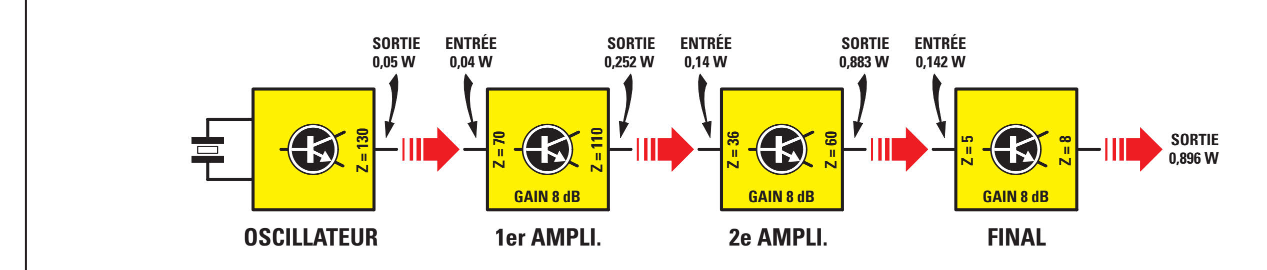


Figure 397 : Si nous réalisons le schéma de la figure 387 permettant de prélever à la sortie du dernier transistor une puissance de 12,53 W, sans adapter aucune impédance, nous ne prélèverons sur le dernier transistor que 0,896 W, soit la puissance présente sur le collecteur du deuxième étage amplificateur. Le texte vous explique comment calculer les pertes causées par une désadaptation d'impédance.

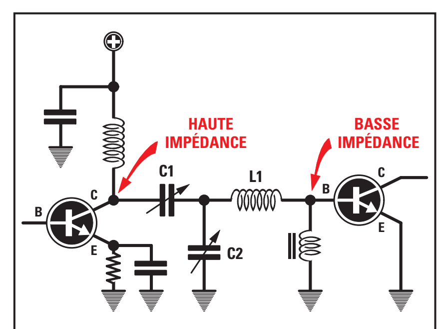


Figure 398 : Pour transférer le signal prélevé sur un collecteur vers la base d'un transistor amplificateur, vous devez tourner C1 vers le collecteur et L1 vers la base.

Figure 399 : Pour savoir dans quelles positions tourner les axes de C1 et C2, il suffit de relier au collecteur du transistor un mA-mètre. Les deux condensateurs ajustables sont à régler jusqu'à trouver les positions correspondant au courant maximal consommé par le transistor.

Si nous relions la sortie de ce premier transistor, fournissant une puissance de 0,252 W, à la base du deuxième transistor, ayant une impédance de 36 ohms, nous perdons une puissance de :

0,252 x 0,445 = 0,112 W

et donc sur la base de ce deuxième transistor arrive une puissance de seulement :

0,252 – 0,112 = 0,14 W

Étant donné que ce deuxième transistor amplifie le signal appliqué sur la base de 6,31 fois, nous prélevons sur son collecteur une puissance de :

0,14 x 6,31 = 0,883 W

Si nous relions la sortie de ce deuxième transistor, fournissant une puissance de 0,883 W, à la base du troisième transistor, ayant une impédance de 5 ohms, nous perdons une puissance de :

0,883 x 0,840 = 0,741 W

et donc sur la base de ce troisième transistor arrive une puissance de seulement :

0,883 – 0,741 = 0,142 W

Étant donné que ce troisième transistor amplifie le signal appliqué sur la base de 6,31 fois, nous prélevons sur son collecteur une puissance de :

0,142 x 6,31 = 0,896 W

Avec cet exemple nous venons de démontrer que si l'on n'adapte pas parfaitement l'impédance du collecteur d'un transistor à l'impédance de base du transistor amplificateur, on a des pertes de puissance élevées et, en effet, à la sortie du troisième transistor, au lieu d'obtenir une puissance de 12,53 W, comme le montre la figure 387, on n'a que 0,896 W, comme le montre la figure 397.

Toutes ces opérations constituent des calculs que vous ne pourrez jamais faire, car vous ne connaîtrez jamais ni les impédances de base et de collecteur ni des tas d'autres paramètres. Par exemple, les capacités internes du transistor variant selon la fréquence de travail, les capacités parasites du circuit imprimé et du dissipateur, etc. Tous ces problèmes sont résolus par les deux condensateurs ajustables C1 et C2 des filtres que montrent les figures 393 et 394 : une fois réglés, ils permettent d'adapter parfaitement l'impédance de collecteur, inconnue, à l'impédance de base, inconnue également.

Relier un collecteur à la base d'un transistor amplificateur

Si l'on jette un coup d'œil sur le tableau 20, on voit que l'impédance de collecteur d'un transistor est toujours plus élevée que l'impédance de base du transistor utilisé pour amplifier le signal HF. Même si nous ne connaissons pas l'impédance de collecteur ni celle de la base, il suffit, pour les adapter, de relier le filtre comme le montre la figure 398. Au collecteur, ayant une impédance supérieure, on relie C1 et à la base du transistor amplificateur on relie L1.

Pour savoir quand ces deux impédances sont parfaitement adaptées, on procède de manière expérimentale. En série avec le collecteur du transistor amplificateur on relie un milliampèremètre, comme le montre la figure 399, puis on règle les deux condensateurs ajustables C1 et C2 jusqu'à trouver la capacité pour laquelle le transistor consomme le courant maximum. Si l'on reprend la comparaison hydraulique, qu'illustre la figure 392, nous pouvons dire que C1 sert à adapter le filtre au diamètre supérieur et C2 au diamètre inférieur.

La self L1 reliée à la base sert à accorder la fréquence de travail. En effet, comme nous l'avons vu ensemble à propos de l'oscillateur à quartz EN5038, si cette

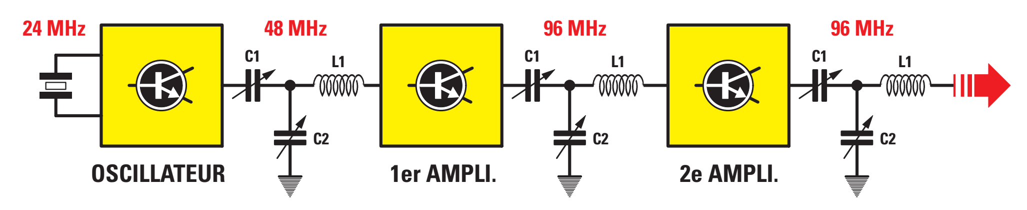


Figure 400 : Si L1 a un nombre de spires insuffisant, au lieu de s'accorder sur la fréquence fondamentale elle s'accordera sur une fréquence harmonique. Cette caractéristique peut être mise à profit pour doubler une fréquence. Par exemple, dans le cas d'un étage oscillateur produisant une fréquence de 24 MHz, si vous utilisez une self L1 constituée de peu de spires, vous pourrez accorder le premier filtre sur 48 MHz, le deuxième et le troisième sur 96 MHz. Si vous réglez un filtre sur une fréquence harmonique, à la sortie vous obtiendrez une puissance inférieure à celle obtenue avec un filtre réglé sur la fondamentale produite par l'étage oscillateur.

self n'a pas la valeur d'inductance en µH requise, au lieu de s'accorder sur la fréquence fondamentale elle peut le faire sur une fréquence harmonique, c'est-à-dire une fréquence double de la fondamentale. Cette caractéristique ne peut d'ailleurs être exploitée que dans le cas où l'on souhaite doubler la fréquence prélevée à la sortie de l'oscillateur. Par exemple pour émettre sur la fréquence de 96 MHz nous pouvons utiliser un quartz de 48 MHz oscillant sur 24 MHz puis régler le premier filtre sur la fréquence de 24 + 24 = 48 MHz et les deuxième et troisième filtres sur 48 + 48 = 96 MHz, comme le montre la figure 400.

Or calculer l'inductance d'un filtre adaptateur est difficile car on ne connaît presque jamais les impédances de collecteur et de base des transistors utilisés. Pour résoudre ce problème, au lieu de perdre du temps dans des calculs complexes, même les spécialistes utilisent une méthode expérimentale beaucoup plus simple et bien plus précise. En fait on part d'un filtre constitué de deux condensateurs ajustables de 500 pF et d'une self de 20 spires de fil de cuivre de 1 mm de diamètre bobiné sur un diamètre de 12 à 15 mm.

Quand on tourne les axes des condensateurs ajustables le transistor à un moment se met à consommer un courant maximal, comme le montre la figure 399. Si ce n'est pas possible, on réduit le nombre de spires à 18, 15, etc. Supposons qu'avec 6 spires et avec C1 et C2 à environ 100 pF on réussisse à faire consommer un courant maximal au transistor, on réalise un second filtre en montant une self de 6 spires et deux condensateurs ajustables de 100 pF.

Si vous voulez monter un émetteur quel qu'il soit, vous n'aurez pas à faire cette manipulation, car la liste des composants indiquera la capacité des deux condensateurs ajustables et le nombre de spires de la self.

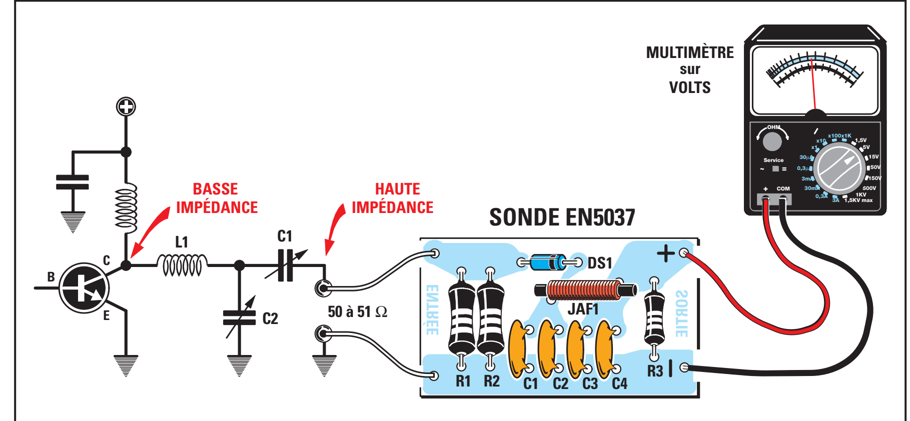


Figure 401a : Pour adapter l'impédance de sortie d'un transistor à l'impédance normalisée du câble coaxial, vous devez relier la self L1 au collecteur et le condensateur ajustable C1 à la sonde de charge ayant une résistance de 50 ou 75 ohms à l'entrée.

Adapter un transistor final à une impédance normalisée de 50 ou 75 ohms.

Le tableau 20 montre que l'impédance de collecteur d'un transistor est toujours inférieure aux 50 ou 75 ohms du câble coaxial allant à l'antenne émettrice. Même si nous ne connaissons pas l'impédance de collecteur du transistor utilisé, nous savons déjà qu'elle doit être augmentée et pour ce faire il est nécessaire de relier le filtre comme le montre la figure 401. En fait nous devons relier L1 au collecteur et C1 à la sortie. Pour savoir si notre filtre peut adapter la basse impédance du collecteur à une impédance de sortie de 50 à 51 ohms, il suffit de relier à la sortie la sonde de charge EN5037. Cette sonde accepte une puissance maximale d'entrée de 1 W et donc, pour mesurer une puissance supérieure, il est nécessaire de remplacer les deux résistances d'entrée de 100 ohms 1/2 W par d'autres de plus grandes puissances, mais ayant toujours une valeur ohmique de 50 à 51 ohms.

Par exemple pour mesurer une puissance maximale de 5 W nous pouvons relier en parallèle trois résistances au carbone de 150 ohms 2 W, en effet : 150 : 3 = 50 ohms. On ne peut pas

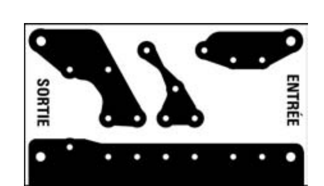


Figure 401b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de la sonde HF de charge, EN5037, vu côté soudures.

exclure, à cause des tolérances, que le résultat effectif final soit de 49 ou 51 ohms, mais cela ne constitue pas un problème. Par contre ne remplacez jamais les résistances au carbone par des résistances à fil : étant inductives

Liste des composants

R1 .... 100 Ω 1/2 watt
R2 .... 100 Ω 1/2 watt
R3 .... 68 kΩ
C1 .... 10 nF céramique
C2 .... 1 nF céramique
C3 .... 10 nF céramique
C4 .... 1 nF céramique
DS1............. Diode schottky HP5082
JAF1 .... Self HF (32 spires fil cu émail 6/10 sur ferrite Ø 3 mm, non critique)

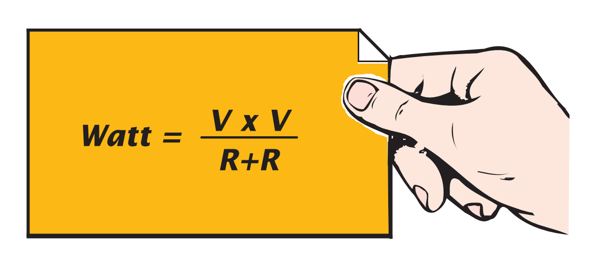


Figure 402: Après avoir lu la tension sortant de la sonde de charge sur le multimètre, comme le montre la figure 401, vous pouvez calculer la puissance en W en vous servant de la formule ci-contre. R en ohm, est la résistance appliquée à l'entrée de la sonde de charge (50 ou 75 ohms).

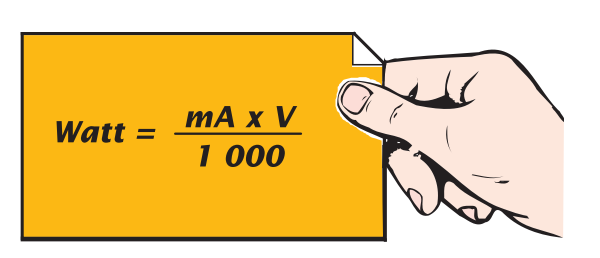


Figure 403: Si vous savez quel courant en mA consomme l'étage final et la tension d'alimentation en V, vous pouvez calculer la puissance en W fournie en vous servant de la formule ci-contre. Comme le rendement d'un transistor ne dépasse pas 80 %, la puissance calculée doit être multipliée par 0,8.

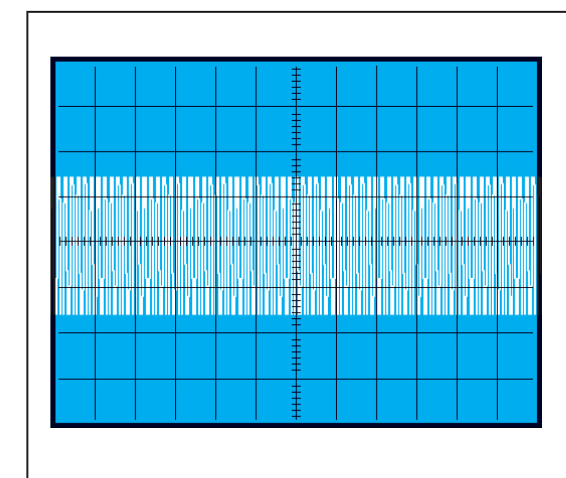


Figure 404: Si l'émetteur est modulé en FM, vous pouvez alimenter les transistors avec la tension maximale de travail, car la modulation fait varier seulement la fréquence et non pas la tension de collecteur.

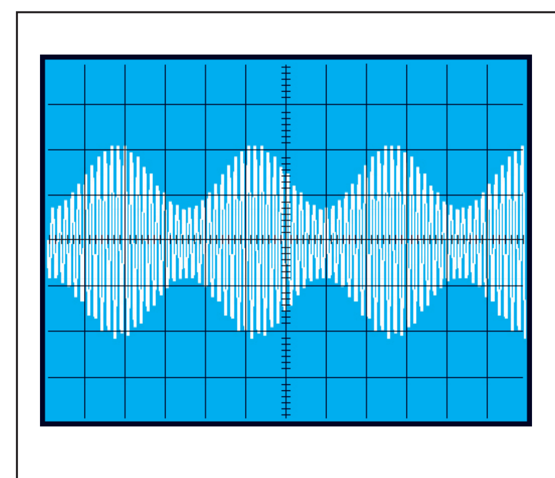


Figure 405: Si l'émetteur est modulé en AM, vous devez alimenter le transistor final avec une tension égale à la moitié de sa tension maximale de travail, car la modulation augmente la tension de collecteur.

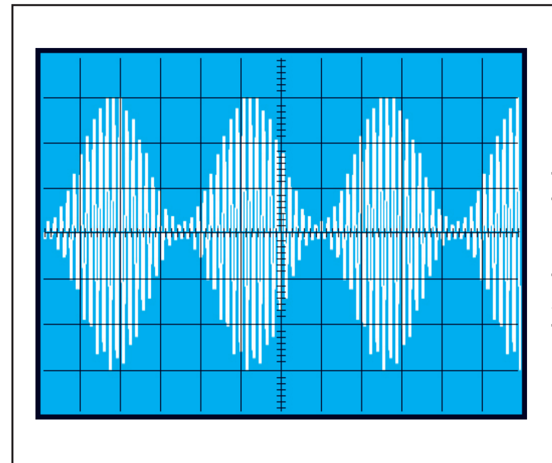


Figure 406: Quand un transistor final est modulé en AM, la tension du signal BF s'ajoute à celle déjà présente sur le collecteur et par conséquent si le transistor est alimenté en 15 V, sur son collecteur il y aura une tension de 30 V.

leur impédance n'est nullement égale à leur résistance ohmique!

L'impédance de collecteur n'étant pas connue, ni la capacité parasite du circuit imprimé et du dissipateur, etc., la valeur de L1 en µH n'est pas facile à calculer, aussi, procèderons-nous par méthode expérimentale. En fait on doit réaliser un filtre formé de deux condensateurs ajustables de 500 pF et d'une self de 20 spires de fil de cuivre de 1 mm sur un diamètre de 10 à 12 mm. Si nous tournons les axes des condensateurs ajustables nous obtenons en sortie une tension maximale, comme le montre la figure 401. Si le multimètre indique une tension moindre que celle correspondant à la puissance requise, nous devons réduire expérimentalement le nombre de spires. Si la tension maximale s'obtient avec 10 spires et deux capacités de 80 pF, nous devons faire un second filtre avec une self de 10 spires et deux condensateurs ajustables de 100 pF.

Plus la tension lue est élevée, plus importante est la puissance HF prélevée à la sortie du transistor. Vous savez que la formule permettant de la calculer est:

Weff = [(V x V): (R + R)]

où V est la tension mesurée sur le multimètre relié à la sonde de charge, R la valeur ohmique de la résistance d'entrée de la sonde. Si elle est de 50 ohms, la formule peut être simplifiée:

Weff = [(V x V): 100]

Donc si sur le multimètre nous lisons 17,5 V, c'est que le transistor fournit une puissance d'environ:

[(17,5 x 17,5): 100] = 3 W

Si en revanche sur le multimètre nous lisons 20 V, c'est que le transistor fournit une puissance d'environ:

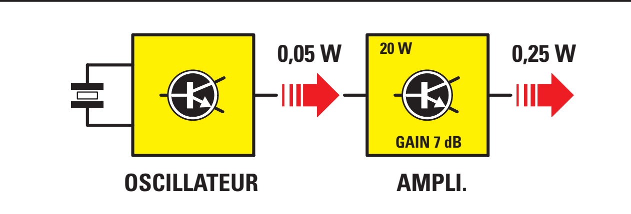


Figure 407 : Si l'on applique une puissance de 0,05 W à l'entrée d'un transistor de 20 W ayant un gain de 7 dB, on prélève en sortie 0,25 W.

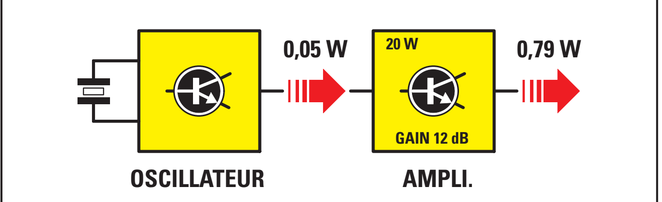


Figure 408 : Si l'on applique une puissance de 0,05 W à l'entrée d'un transistor de 20 W ayant un gain de 12 dB, on prélève en sortie 0,79 W.

[(20 x 20) : 100] = 4 W

Pour calculer la puissance HF que peut fournir un transistor final, on utilise la formule (voir figure 403) :

W = (mA x V) : 1 000

mais étant donné que le rendement d'un transistor ne dépasse jamais 80 % de la puissance consommée, la puissance en W est multipliée par huit.

Donc si nous avons un transistor alimenté en 12 V et consommant 420 mA, il doit théoriquement fournir une puissance de :

(420 x 12) : 1 000 = 5,04 W

Comme le rendement est de 80 %, la puissance réelle obtenue est de :

5,04 x 0,8 = 4 W

Le transistor amplificateur de puissance

Pour élever la faible puissance fournie par un étage oscillateur, avant de choisir un transistor amplificateur il est nécessaire de connaître ces données :

1°- fréquence maximale de travail en MHz
2°- puissance maximale de sortie en W
3°- tension maximale à appliquer sur le collecteur
4°- gain maximal du transistor en dB

La fréquence de travail

Le transistor à utiliser doit être choisi avec une fréquence de coupure supérieure à la fréquence à amplifier. La fréquence de coupure est la fréquence limite que le transistor peut amplifier. Donc pour amplifier une fréquence de 30 MHz, il faut choisir un transistor ayant une fréquence de coupure d'environ 60 à 70 MHz. Pour amplifier une fréquence de 100 à 150 MHz, il faut choisir un transistor ayant une fréquence de coupure d'environ 200 à 300 MHz.

La puissance de sortie

Parmi les spécifications d'un transistor HF devrait toujours figurer la puissance HF en W qu'il est capable de fournir ("Ouput Power"). Ne confondez pas "l'Output Power" et la "Total Device Dissipation", en W aussi, qui est la puissance maximale que peut dissiper sous forme de chaleur le boîtier du transistor. Pour avoir une bonne marge de sécurité, il faut toujours choisir un transistor pouvant fournir une puissance supérieure à celle requise. Pour prélever une puissance de 3 W, il faut toujours choisir un transistor capable de fournir une puissance maximale de 4 à 5 W. Dans le cas d'un transistor de 3 W, si pour une raison quelconque la puissance de sortie fournie dépassait 3,5 W, le transistor risquerait d'être détruit en quelques secondes. Pour prélever une puissance de 3 W, nous pouvons aussi choisir un transistor de 15 à 20 W car il ne sera pas détruit même si par accident la charge de sortie était coupée. Si vous choisissez un transistor de 15, 20 ou 30 W, ne comptez pas prélever à sa sortie de telles puissances, car tout dépend de son gain en dB et de la puissance appliquée sur sa base.

La tension de travail

Cette donnée nous indique quelle tension maximale nous pouvons appliquer sur le collecteur d'un transistor HF sans l'endommager. Comme vous le verrez, certains transistors peuvent être alimentés par des tensions de 15 à 18 V et d'autres, par des tensions de 24 à 30 V.

S'il est modulé en fréquence (FM), tout type de transistor peut être utilisé pourvu que sa tension d'alimentation ne soit pas dépassée : donc un transistor de 18 V peut être alimenté avec une tension maximale de 18 V et un transistor de 30 V avec une tension maximale de 30 V. En revanche s'il est modulé en amplitude (AM), on ne doit utiliser qu'un transistor pouvant être alimenté avec une tension de 24 à 30 V, cependant sur son collecteur il est nécessaire d'appliquer une tension égale à la moitié de la tension de travail maximale. Donc un transistor dont la tension maximale est de 24 V sera alimenté en 12 V et un transistor de 30 V en 15 V. La raison en est la suivante : quand un transistor est modulé en AM, le signal BF s'ajoute au signal HF et donc la tension présente sur le collecteur est doublée, comme le montre la figure 406.

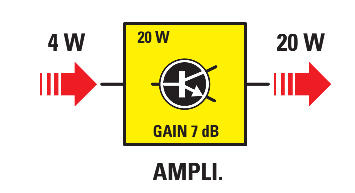


Figure 409 : Pour prélever la puissance maximale à la sortie d'un transistor de 20 W ayant un gain de 7 dB seulement, vous devez appliquer sur son entrée une puissance de 4 W.

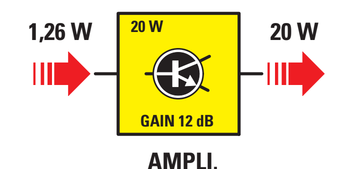


Figure 410 : Pour prélever la puissance maximale à la sortie d'un transistor de 20 W ayant un gain de 12 dB, vous devez appliquer sur son entrée une puissance de 1,26 W seulement.

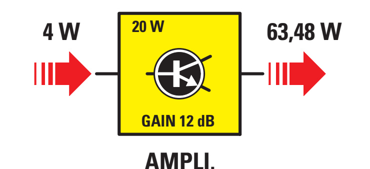


Figure 411 : Si à l'entrée d'un transistor de 20 W ayant un gain de 12 dB, vous appliquez une puissance de 4 W, en théorie vous devez obtenir 63,48 W, mais en pratique le transistor sera détruit car il ne peut dissiper que 20 W.

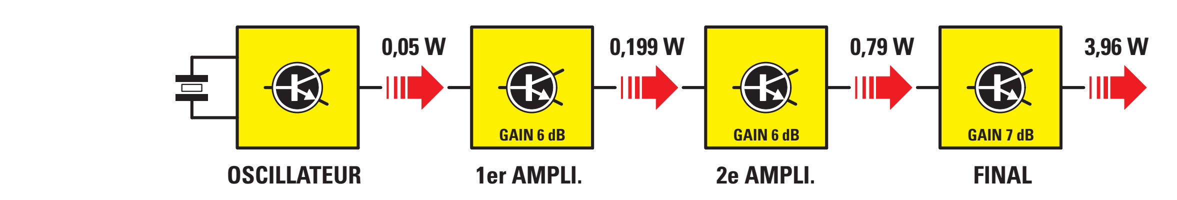


Figure 412 : Connaissant le gain en dB d'un étage amplificateur, vous pouvez calculer la puissance que vous pourrez prélever en sortie. Si l'étage oscillateur fournit 0,05 W et si le premier étage a un gain de 6 dB, à la sortie vous prélèverez 0,199 W, si le deuxième étage a encore un gain de 6 dB, à la sortie vous prélèverez 0,79 W et si le dernier a un gain de 7 dB, à la sortie vous prélèverez 3,96 W.

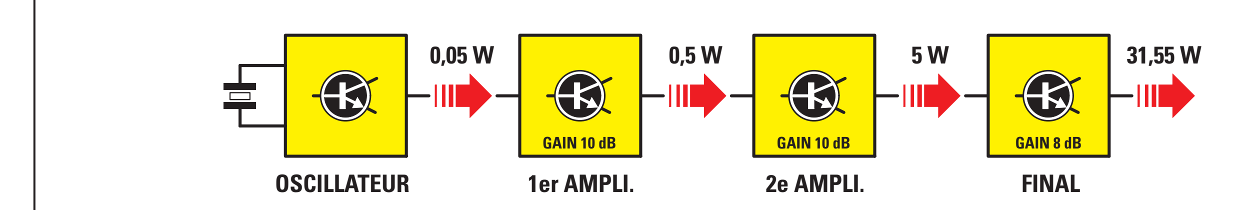


Figure 413 : En utilisant un transistor de gain supérieur, vous obtiendrez en sortie une puissance supérieure. Si le premier étage au lieu d'avoir un gain de 6 dB en a un de 10, à la sortie vous prélèverez 0,5 W, si le deuxième étage a encore un gain de 10 dB, à la sortie vous prélèverez 5 W et si le dernier a un gain de 8 dB seulement, à la sortie vous prélèverez 31,55 W (voir tableau 22).

Le gain en dB

Cette donnée, toujours en dB, sous le nom de "Gain Power HF" ou Gpe, indique de combien de fois est amplifiée la puissance appliquée sur la base d'un transistor HF. Si nous avons deux transistors capables de fournir tous deux une puissance de 20 W :

transistor de 20 W – Gpe 7 dB
transistor de 20 W – Gpe 12 dB

pour savoir quelle différence il y a entre eux, il suffit de consulter le tableau 22 des dB et trouver, deuxième colonne, le nombre par lequel il faut multiplier la puissance appliquée sur les bases.

Si nous relions le transistor de 20 W, ayant un gain de 7 dB, à la sortie d'un étage oscillateur fournissant 0,05 W, comme le montre la figure 407, nous prélevons sur son collecteur une puissance maximale de :

0,05 x 5 = 0,25 W.

Si nous relions le transistor de 20 W, ayant un gain de 12 dB, à la sortie de l'étage oscillateur, comme le montre la figure 408, nous prélevons sur son collecteur une puissance maximale de :

0,05 x 15,87 = 0,79 W.

Le gain en dB nous permet de connaître aussi quelle puissance en W on doit appliquer à la base du transistor pour obtenir en sortie la puissance maximale. Dans le cas du transistor de 20 W ayant un gain de 7 dB (voir figure 409), pour obtenir en sortie cette puissance, nous devons appliquer sur la base un signal de 20 : 5 = 4 W.

Tableau 22 :

En connaissant la puissance appliquée à la base d'un transitor, son Gpe et le facteur multiplicateur de ce gain, on peut connaître la valeur de la puissance qui se retrouvera sur son collecteur.

Gpe (dB)	Facteur de multiplication
6	3,98
7	5,00
8	6,31
9	7,94
10	10,00
11	12,59
12	15,87
13	19,92
14	25,12
15	31,62

Dans le cas du transistor de 20 W ayant un gain de 12 dB (voir figure 410), pour obtenir en sortie cette puissance, nous devons appliquer sur la base un signal de 20 : 15,87 = 1,26 W. Vous l'avez compris, plus grand est le gain en dB, moindre doit être la puissance appliquée sur la base pour obtenir en sortie la puissance maximale.

Si sur la base du transistor ayant un gain de 7 dB nous appliquons un signal de 1,26 W, sur son collecteur nous prélevons une puissance de 1,26 x 5 = 6,3 W. Si sur la base du transistor ayant un gain de 12 dB nous appliquons un signal de 4 W, sur son collecteur nous prélevons une puissance de 4 x 15,87 = 63,48 W (voir figure 411). Or on sait que ce transistor ne peut fournir plus de 20 W, donc si nous appliquons sur sa base cet excès de puissance, nous le mettrons aussitôt hors d'usage.

En effet, comparons un transistor à une lampe et la puissance de pilotage à la tension qu'il faut appliquer à son filament : il est évident que si nous alimentons une lampe de 12 V avec une tension supérieure elle grillera.

Les ultimes conseils

À l'extrémité de la self correspondant au collecteur (voir figure 414) se trouvent toujours plusieurs condensateurs reliés à la masse. Les extrémités de ces condensateurs ne sont jamais reliées à une masse quelconque du circuit imprimé, mais toujours à la piste de masse à laquelle est connecté l'émetteur du transistor amplificateur, comme le montre la figure 415. En effet, si nous connections l'un de ces condensateurs à une piste de masse quelconque, tous les résidus HF pourraient atteindre les bases ou les collecteurs des autres transistors amplificateurs, ce qui aurait pour effet de produire des battements ou des auto-oscillations.

Vous l'avez compris, ces condensateurs servent à décharger à la masse tout résidu de HF présents après la self.

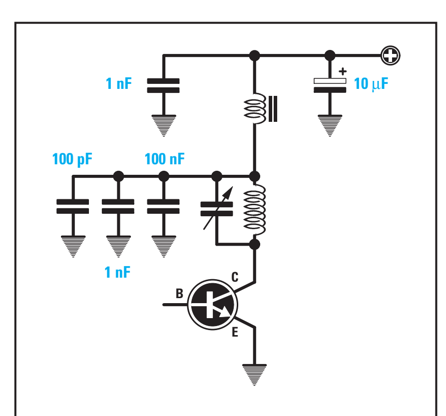


Figure 414: A l'extrémité de la self d'accord d'un étage amplificateur, vous trouverez toujours plusieurs condensateurs de différentes capacités, tous reliés à la masse.

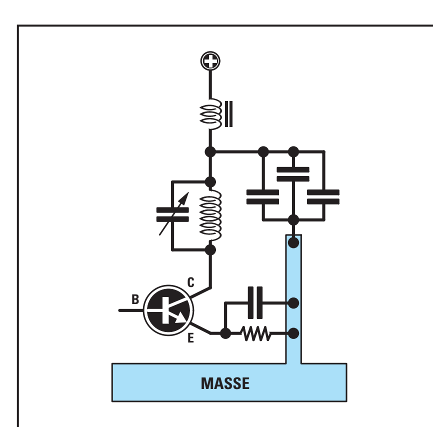


Figure 415: Les extrémités de ces condensateurs sont toujours reliées à la même piste de masse, celle allant alimenter l'émetteur du transistor.

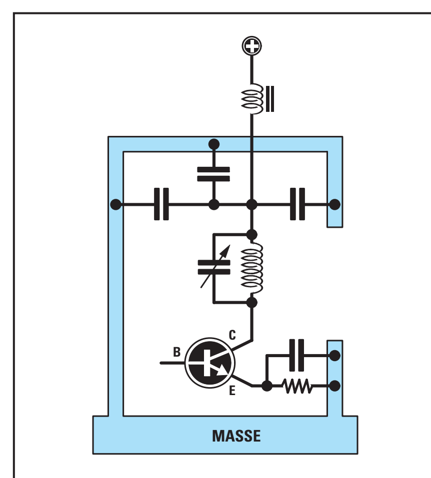


Figure 416: Si l'on relie ces condensateurs à des pistes de masse fort éloignées de celle alimentant l'émetteur, le transistor risque d'auto-osciller.

Vous voyez qu'au lieu d'utiliser un seul condensateur pour décharger ces résidus, on en utilise toujours deux ou trois de différentes capacités et reliés en parallèle, par exemple 100 nF, 1 nF, 100 pF, comme le montre la figure 414: pourquoi cela? Revoyez parmi les premières leçons, celle où nous évoquons la réactance des condensateurs: leur XC en ohm varie avec la capacité et aussi avec la fréquence de travail selon la formule:

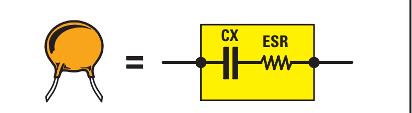


Figure 417: Souvenez-vous que chaque condensateur a une résistance théorique ESR variant en fonction de la fréquence de travail.

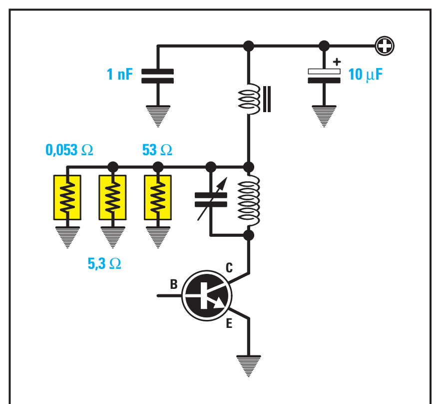


Figure 418: Si l'on met en parallèle plusieurs condensateurs de différentes capacités, on réduit la valeur totale de cette ESR.

XC ohm = [159 000: (MHz x pF)].

Donc dans le cas de trois condensateurs, un de 100 pF, un de 1 000 et un de 100 000 pF, utilisés pour décharger à la masse toutes les fréquences résiduelles, ceux-ci se comportent comme s'ils étaient des résistances de valeurs ohmiques suivantes:

100 pF = XC, soit 53 ohms
1 000 pF = XC, soit 5,3 ohms
100 000 pF = XC, soit 0,053 ohm.

De prime abord on pourrait penser que le seul condensateur de 100 nF, dont la XC est dérisoire, 0,053 ohm seulement, est plus que suffisant pour décharger à la masse n'importe quel résidu HF. Mais en fait un condensateur a une ESR ou RES ("Equivalent Serie Resistance" ou Résistance Equivalente Série), c'est-à-dire une résistance théorique placée en série avec la capacité du condensateur, comme le montre la figure 417.

Cette valeur ohmique ESR augmente avec la capacité comme ci-dessous:

100 pF = ESR, soit 0,053 ohm
1 000 pF = ESR, soit 5,3 ohms
100 000 pF = ESR, soit 53 ohms.

Note: les valeurs ohmiques ESR données sont théoriques et ne servent qu'à démontrer qu'un condensateur de capacité élevée a une ESR supérieure à celle d'un condensateur de moindre capacité.

Par conséquent un condensateur de 100 nF ayant une ESR de 53 ohms offre une résistance supérieure à la HF par rapport à un condensateur de 100 pF ayant une ESR de 0,053 ohm seulement. En mettant en parallèle deux ou plusieurs condensateurs de différentes capacités, chaque résidu HF qui n'est pas déchargé à la masse par le condensateur de capacité supérieure à cause de son ESR élevée, le sera par le condensateur de capacité plus faible mais ayant une ESR plus faible également.

Tous les condensateurs à utiliser pour décharger à la masse les résidus HF doivent avoir une tension de travail au moins égale à 100 V. Des condensateurs de tensions inférieures surchaufferaient, ce qui engendrerait des pertes de puissance.

Conclusion et à suivre

Ajoutons pour conclure que le transistor final de puissance ne doit jamais fonctionner sans charge et donc à sa sortie on devra toujours relier une sonde de charge de 50 ou 75 ohms ou bien un câble coaxial acheminant le signal vers l'antenne émettrice.

Si aucune charge n'est présente à la sortie, en quelques secondes de fonctionnement le transistor sera détruit.

Enfin, pour vous démontrer que la haute fréquence n'est finalement pas si difficile que cela, nous vous ferons monter, au cours de la partie suivante, un petit émetteur 27 MHz AM (gamme CB) et vous verrez que vous réussirez à le faire fonctionner sans rencontrer aucune difficulté. ◇

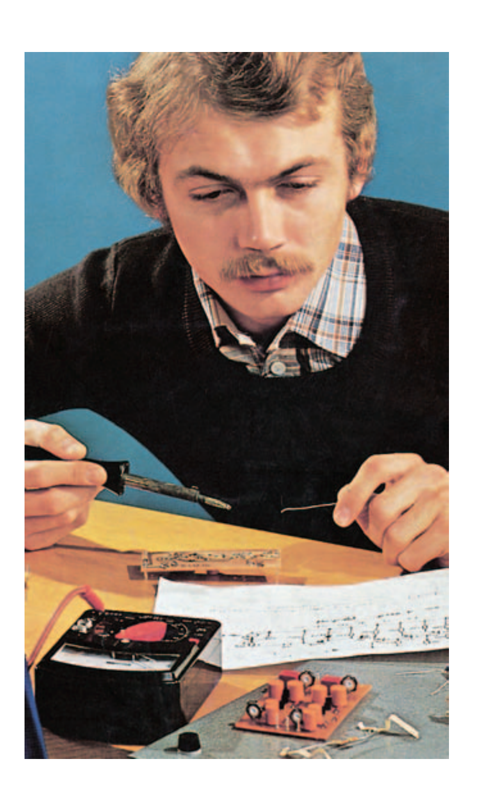
Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Comment concevoir un émetteur

deuxième partie: mise en pratique

À l'aide de cet émetteur, conçu pour la gamme des 27 MHz, vous pourrez communiquer avec les cibistes de votre région. Si vous ne possédez pas encore de récepteur dans cette bande, sachez que, dans une prochaine Leçon, nous vous proposerons un convertisseur simple qui, relié à la prise d'antenne d'un quelconque superhétérodyne pour ondes moyennes, vous permettra de capter toutes les émissions CB dans un rayon de 30 km.



Le schéma électrique

Le schéma électrique de la figure 421 montre que le circuit se compose d'abord d'un étage oscillateur TR1 et FT1: cet étage est identique aux schémas des figures 337 à 344 de la Leçon 37-1. Dans cet étage oscillateur, il manque le trimmer R1, utilisé dans les schémas susdits pour régler la consommation de TR1 à 10 mA. Ce trimmer a été remplacé ici par une résistance fixe R1 de 68 kilohms, cette valeur permettant une consommation de 10 mA.

Le signal HF présent sur la source de FT1 est appliqué sur la base du transistor amplificateur TR2 au moyen du filtre C7/C9/L1 servant, vous l'aviez compris, à adapter l'impédance de sortie du FET à l'impédance de base de TR2. Par rapport au filtre de la figure 393 (première partie de cette Leçon), vous voyez que le premier condensateur ajustable a été remplacé par un condensateur fixe C7 de 56 pF, parce que, lors des essais, nous avons peaufiné la valeur de cette capacité pour une adaptation parfaite d'impédance entre le FET et le transistor. En revanche, un second condensateur ajustable C9, servant à corriger les éventuelles tolérances de la self L1 a été placé dans le circuit.

Un coup d'œil sur le schéma d'implantation des composants de la figure 429 nous montre que la self L1, au lieu d'être bobinée sur air, l'est sur un petit noyau toroïdal en ferrite. Pour remplacer la self à air par une à noyau toroïdal en ferrite, nous en avons d'abord inséré une de vingt spires sur air puis, au moment du réglage, nous avons commencé à ôter des spires jusqu'à une adaptation d'impédance parfaite du FET et du transistor.

Une fois celle-ci obtenue, nous avons ôté la self à air et, avec un impédancemètre précis, nous avons mesuré sa valeur exacte en µH. Après quoi nous avons bobiné sur un noyau toroïdal adéquat un certain nombre de spires, de façon à obtenir cette même valeur en µH.

Le transistor TR2, choisi comme premier étage amplificateur, est un NPN 2N4427 dont les caractéristiques sont les suivantes :

tension alimentation ....20 V
courant collecteur max ....400 mA
puissance HF maximum ....1 W
fréquence de coupure ....200 MHz
gain en puissance ....11 dB environ

Sachant que l'étage oscillateur fournit en sortie une puissance d'environ 0,05 W, utilisant un transistor dont le gain est de 11 dB, nous pouvons prélever sur le collecteur une puissance d'environ :

0,05 x 12,59 = 0,629 W

En effet, comme le montre le Tableau 22, en utilisant un transistor de gain 11 dB, la puissance appliquée sur la base est multipliée par 12,59.

Pour augmenter cette puissance de 0,629 W il est nécessaire de l'amplifier avec un second transistor TR3, un NPN D44C8 dont les caractéristiques sont les suivantes :



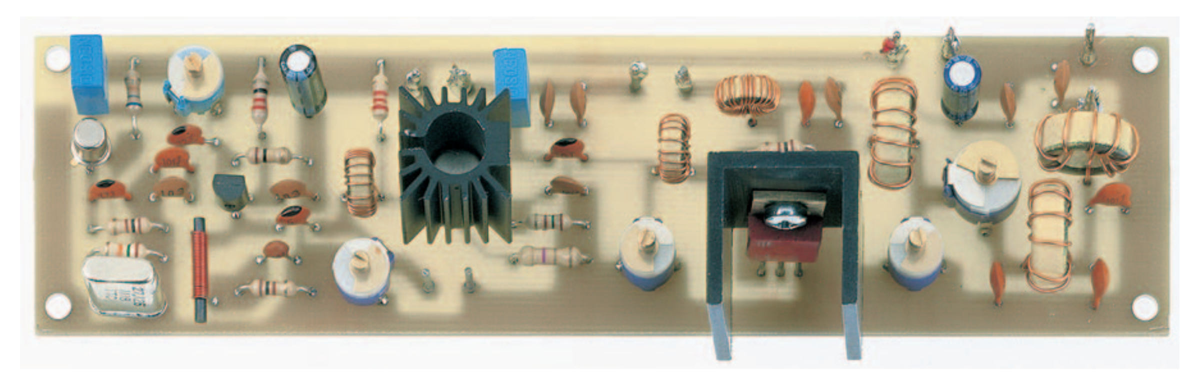


Figure 419 : Photo d'un des prototypes de la platine émettrice. Comme la théorie seule ne suffit pas à comprendre comment se comporte un étage amplificateur HF, nous allons vous expliquer comment monter un petit émetteur AM 27 MHz et comment le régler pour obtenir en sortie le maximum de sa puissance.

tension alimentation .... 60 V
courant collecteur max ....4 A
puissance HF maximum .... 20 W
fréquence de coupure .... 35 MHz
gain en puissance ....9 dB environ

Pour adapter l'impédance du collecteur de TR2 avec celle de la base de TR3, nous avons utilisé un second filtre adaptateur C14/C15/L2. Pour ce filtre aussi le premier condensateur ajustable a été remplacé par un fixe C14 de 10 pF, valeur déterminée au cours de nos essais.

Le second condensateur ajustable C15 sert à corriger les tolérances éventuelles de L2. Avec un gain de 9 dB, la puissance appliquée sur la base doit être multipliée par 7,94 (voir Tableau 22) et donc nous prélèverons sur le collecteur une puissance d'environ :

0,629 x 7,94 = 4,99 W

Ces 4,99 W sont théoriques car, si le rendement d'un transistor ne dépasse jamais 80 %, la puissance HF réelle disponible sera d'environ :

4,99 x 0,8 = 3,99 W

Pour transférer la haute fréquence du collecteur de TR3, dont l'impédance est de 3 ohms environ, à l'impédance du câble coaxial utilisé pour transférer le signal vers le dipôle émetteur, il est nécessaire d'utiliser le filtre de la figure 394, c'est-à-dire de relier au collecteur la self L4 et de prélever le signal HF sur le condensateur ajustable C19.

Un coup d'œil sur le schéma électrique nous permet de voir que le signal HF présent sur C19, au lieu d'atteindre directement la prise d'antenne, passe à travers deux filtres passe-bas, le premier constitué de C20/L5/C21 et le second de C22/L6/C23. Ce double filtre passe-bas sert à atténuer toutes les fréquences harmoniques présentes sur le collecteur de TR3.

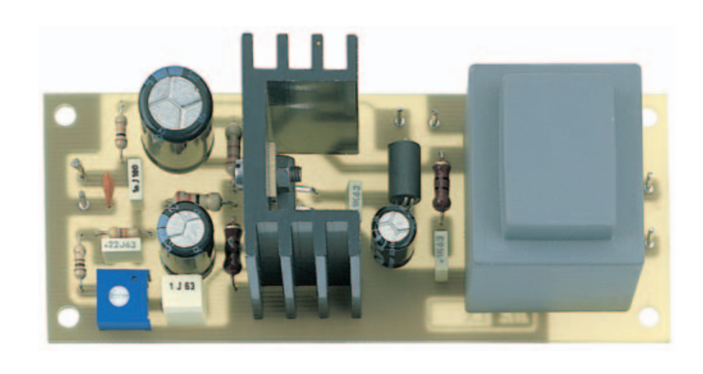


Figure 420 : L'émetteur de la figure 419 n'émet que le seul signal HF, mais si vous voulez envoyer à distance votre voix ou de la musique vous devez le compléter avec cet étage modulateur. L'article vous explique comment le réaliser et comment le relier à l'émetteur afin de pouvoir moduler en AM.

En effet, il ne faut pas oublier que, même si notre fréquence fondamentale est de 27 MHz, sur le collecteur de TR3 se trouvent des fréquences harmoniques multiples de 27, comme le montre la figure 423 :

27 x 2 = 54 MHz
27 x 3 = 81 MHz
27 x 4 = 108 MHz

Bien que ces fréquences harmoniques aient une puissance moindre que celle de la fondamentale, il faut toujours éviter qu'elles arrivent à l'antenne, car cela pourrait occasionner des interférences dans tous les récepteurs des environs.

En appliquant un double filtre passe-bas à la sortie de l'émetteur, celui-ci ne laisse passer que la fréquence fondamentale de 27 MHz et non ses harmoniques, comme le montre la figure 424. Ce double filtre atténue les harmoniques de 36 dB, ce qui correspond à une atténuation en puissance de 3 981 fois.

Si les fréquences harmoniques suivantes sortent du collecteur de TR3 :

54 MHz avec une puissance de 1,2 W
81 MHz avec une puissance de 0,4 W
108 MHz avec une puissance de 0,1 W

ce filtre passe-bas les atténue de 3 981 fois et donc leur puissance à l'antenne sera, pour la première, de :

54 MHz 1,2 : 3 981 = 0,0003 W

ce qui est vraiment dérisoire...et ne parlons pas des deuxième et troisième !

Le calcul du filtre passe-bas

Pour calculer un filtre passe-bas (voir figure 425), la première opération consiste à fixer sa fréquence de coupure : celle-ci est toujours calculée sur une fréquence supérieure par rapport à la fondamentale et sur une fréquence inférieure par rapport à la première harmonique.

Donc, pour un émetteur travaillant sur 27 MHz, nous devons choisir une fréquence de coupure supérieure à 27 MHz et inférieure à 54 MHz. La formule à utiliser pour déterminer la fréquence de coupure est :

Fréquence de coupure =
MHz fondamentale x 1,2

Soit ici : **27 x 1,2 = 32,4 MHz** environ.

Si nous avions réalisé un émetteur pour la gamme FM des 88 à 108 MHz, la fréquence de coupure du filtre passe-bas eût été de : 108 x 1,2 = 129,6 MHz environ.

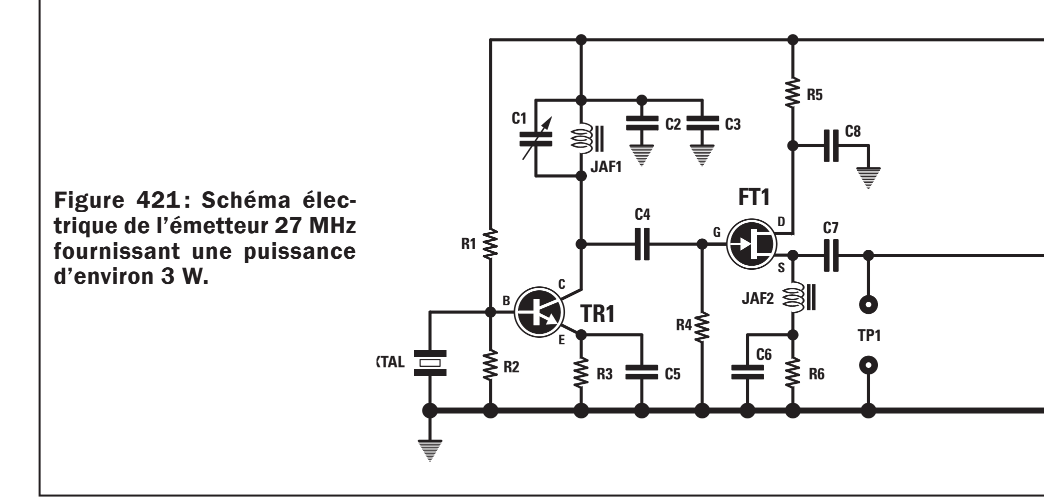


Figure 421 : Schéma électrique de l'émetteur 27 MHz fournissant une puissance d'environ 3 W.

Liste des composants EN5040

R1	68 kΩ
R2	15 kΩ
R3	100 Ω
R4	100 kΩ
R5	22 Ω
R6	100 Ω
R7	2,2 kΩ
R8	150 Ω
R9	4,7 Ω
R10	100 Ω
C1	2-15 pF ajust. bleu
C2	100 pF céramique
C3	10.000 pF céramique
C4	22 pF céramique
C5	47 pF céramique
C6	1 000 pF céramique
C7	56 pF céramique
C8	10 nF céramique
C9	3-40 pF ajust. violet
C10	100 pF céramique
C11	10 µF électrolytique
C12	100 pF céramique
C13	10 nF céramique
C14	10 pF céramique
C15	3-40 pF ajust. violet
C16	100 pF céramique
C17	10 nF céramique
C18	3-40 pF ajust. violet
C19	7-105 pF ajust. violet
C20	100 pF céramique
C21	100 pF céramique
C22	100 pF céramique
C23	100 pF céramique
C24	10 nF céramique
C25	10 µF électrolytique
JAF1	self 1 µH
JAF2	choc sur ferrite
JAF3	self 1 µH
JAF4	choc sur ferrite
L1-L6	lire texte
XTAL	quartz 27,125 ou 27,095 MHz
FT1	FET J310
TR1	NPN 2N.2222
TR2	NPN 2N.4427
TR3	NPN D.44C8
J1	cavalier
J2	cavalier

Connaissant la fréquence de coupure, nous pouvons calculer la valeur de la self et des condensateurs en utilisant la formule :

self en µH = 15,9 : MHz
C en pF = 3 180 : MHz

Étant donné que pour la gamme des 27 MHz nous avons choisi une fréquence de coupure de 32,4 MHz, la self doit avoir une valeur de :

15,9 : 32,4 = 0,49 µH

et les deux condensateurs une capacité de :

3 180 : 32,4 = 98 pF

Précisons que la fréquence de coupure n'est pas critique et donc, même si nous utilisons une self de 0,5 µH et deux condensateurs de 100 pF, le filtre atténuera toujours autant les harmoniques. Pour connaître la fréquence de coupure obtenue avec 0,5 µH et 100 pF, nous pouvons utiliser la formule :

FC en MHz =
318 : racine carrée de [µH x (pF x 2)]

Ce filtre commencera donc à atténuer toutes les fréquences supérieures à :

318 : racine carrée de
[0,5 x (100 x 2)] = 31,8 MHz

Donc, la fréquence fondamentale de 27 MHz atteint l'antenne sans aucune atténuation et la première harmonique de 54 MHz avec une atténuation importante. Un filtre passe-bas, constitué d'une seule self et de deux condensateurs (C20/L5/C21), atténue toutes les harmoniques de seulement 18 dB, ce qui fait une atténuation en puissance de 63,10 fois, mais comme nous en avons mis deux en série, nous avons une atténuation en puissance de :

63,10 x 63,10 = 3 981,6 fois

ce qui correspond à une atténuation de 36 dB.

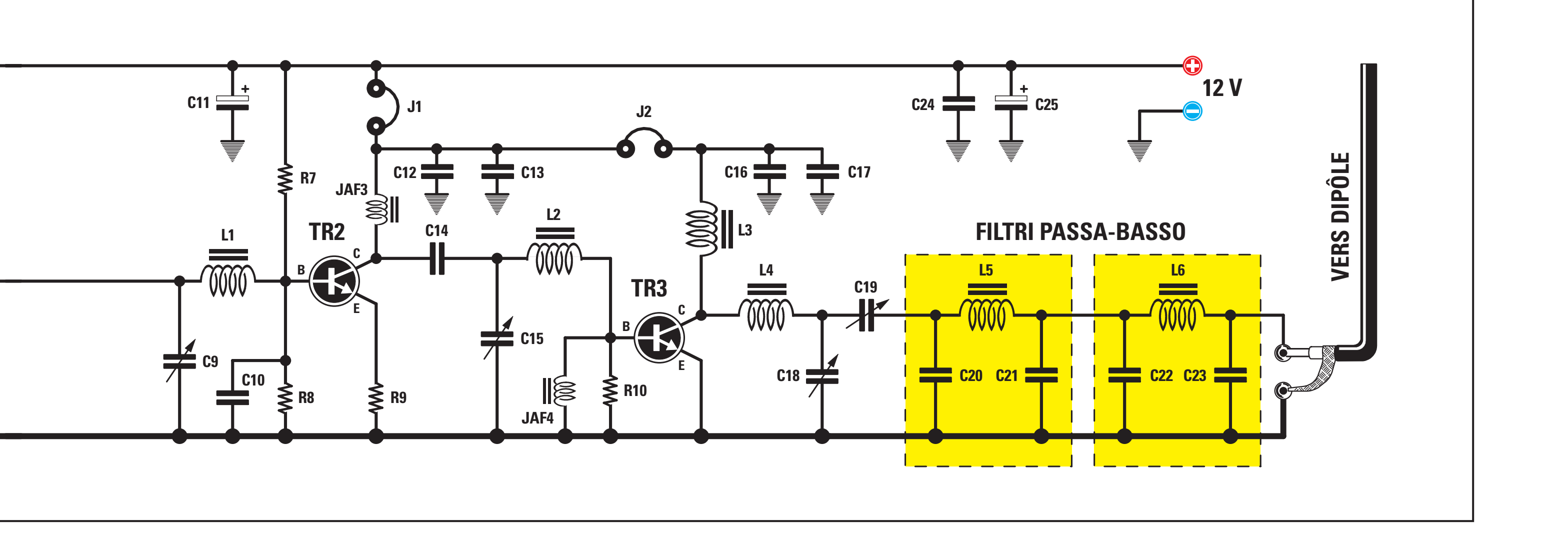
Notez que dans le schéma électrique de tout émetteur on indique toujours le nombre de spires des selfs et les capacités des condensateurs à utiliser pour ce filtre.

L'étage de modulation

L'émetteur de la figure 421 ne rayonne que le seul signal HF : donc si nous voulons envoyer à distance notre voix, ou bien de la musique, nous devons moduler ce signal HF avec un signal BF. Pour moduler en amplitude, soit en AM, un signal HF il faut un amplificateur BF capable de produire une puissance en W légèrement inférieure à la puissance HF produite par l'étage final de l'émetteur.

Quand du secondaire du transformateur T1 sort la demie onde positive du signal BF, celle-ci fait augmenter la tension sur le collecteur du transistor pilote et du transistor final.

Quand du secondaire du transformateur T1 sort la demie onde négative du signal BF, celle-ci fait diminuer la tension sur le collecteur du transistor pilote et du transistor final. Comme la tension de collecteur du transistor final HF varie, on aura en sortie un signal modulé en amplitude, comme le montre la figure 406.



Pour réaliser l'étage modulateur, nous avons utilisé un circuit intégré TDA2002 parce que, comme le montre la figure 427, à l'intérieur se trouve un étage amplificateur BF complet, constitué de vingt-quatre transistors capables de fournir en sortie une puissance d'environ 2 W. Le signal BF, prélevé sur le microphone, atteint le trimmer R4 dont le curseur est relié à la broche d'entrée 1 du TDA2002.

Ce trimmer nous permet de doser le pourcentage de modulation: tourné vers le minimum de résistance, le signal HF est modulé à environ 20 %, comme le montre la figure 405, tourné vers le maximum de résistance, il l'est à 90 %, comme le montre la figure 406. Au-dessus du maximum, le signal HF est surmodulé et en sortie on obtient alors un signal distordu.

Le signal amplifié en puissance présent sur la broche 4 de sortie du TDA2002, au lieu d'être appliqué à un haut-parleur, l'est à l'enroulement primaire du transformateur T1, puis il est prélevé sur le secondaire pour être appliqué sur le collecteur des transistors TR2 et TR3.

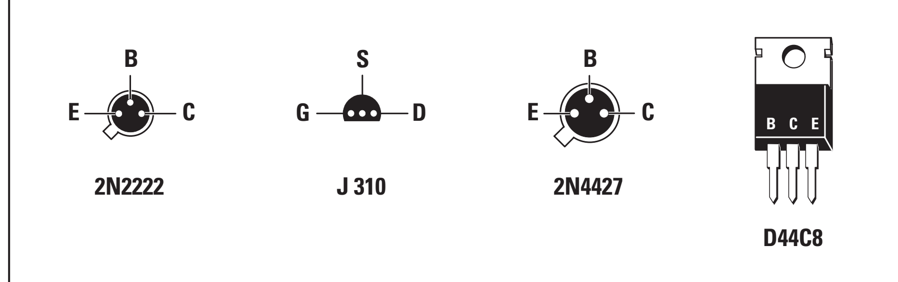


Figure 422: Brochages des transistors et FET vus de dessous et, pour le transistor D44C8, vu de face.

La réalisation pratique de l'émetteur

Avant de commencer le montage, nous vous conseillons de bobiner les selfs L1, L2, L3, L4, L5 et L6 sur leurs noyaux toroïdaux de couleur jaune/gris avec des fils de cuivre émaillé de diamètres 0,3 et 0,5 mm.

Selfs L1 et L2: sur les deux petits noyaux de 8 mm, enroulez 17 spires de fil de 0,3 mm (il vous en faut environ 30 cm pour les 17 spires), comme le montre la figure 428. Les longueurs excédentaires doivent être coupées et les deux extrémités du fil décapées, avec une lame de cutter ou du papier de verre, puis étamées.

Self L3: sur un autre de ces petits noyaux de 8 mm, enroulez 27 spires de fil de 0,3 mm (il vous en faut environ 50 cm), comme le montre la figure 428. Les longueurs excédentaires doivent être coupées et les deux extrémités du fil décapées, avec une lame de cutter ou du papier de verre, puis étamées.

Self L4: sur un noyau de 13 mm, enroulez 11 spires de fil de 0,5 mm (il vous en faut environ 30 cm), comme le montre la figure 428. Les longueurs excédentaires doivent être coupées et les deux extrémités du fil décapées, avec une lame de cutter ou du papier de verre, puis étamées.

Self L5 et L6: sur un noyau de 13 mm, enroulez 8 spires de fil de 0,5 mm (il vous en faut environ 26 cm pour 8 spires), comme le montre la figure 428. Les longueurs excédentaires doivent être coupées et les deux extrémités du fil décapées, avec une lame de cutter ou du papier de verre, puis étamées.

Toutes les selfs étant terminées, réalisez le circuit imprimé EN5040, dont la figure 429b donne le dessin à l'échelle 1, ou procurez-vous le et montez tous les composants, comme le montre la figure 429a. Enfoncez et soudez d'abord les dix picots servant aux cavaliers, point test et connexions extérieures.

Montez toutes les résistances après les avoir classées par valeurs afin de ne pas les intervertir.

Puis montez tous les condensateurs céramiques en vous reportant éventuellement aux premières Leçons si vous avez un doute pour la lecture des valeurs inscrites sur leur enrobage.

Montez ensuite les selfs en boîtiers bleus JAF1, près de TR1 et JAF3, près de TR2. Près du quartz montez la petite self sur ferrite JAF2 et derrière le dissipateur de TR3 l'autre self sur ferrite JAF4.

Montez alors les quelques condensateurs électrolytiques en respectant bien leur polarité +/– (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du boîtier cylindrique).

Montez tous les condensateurs ajustables: C1, bleu ciel, est un 15 pF, C9, C15 et C18, violets, sont des 40 pF et enfin C18, le plus grand, violet, a une capacité maximale de 105 pF.

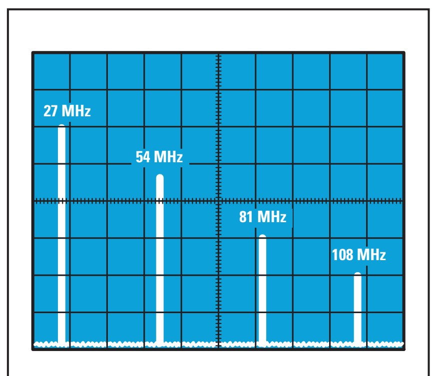


Figure 423 : Étant donné qu'à la sortie d'un émetteur on trouve, en plus de la fréquence fondamentale, les fréquences harmoniques multiples, si on n'atténue pas ces dernières, elles sont rayonnées dans l'éther par l'antenne émettrice, où elles produisent des interférences inutiles et nuisibles.

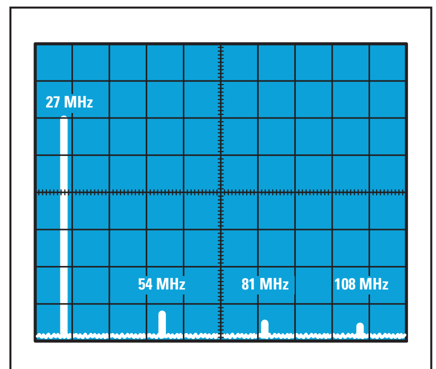


Figure 424 : Si nous appliquons entre la sortie de l'émetteur et l'antenne un double filtre passe-bas, comme le montre la figure 425, nous atténuons toutes les fréquences harmoniques et non la fréquence fondamentale.

Prenez alors les selfs que vous avez préparées : montez les deux petites à 17 spires en L1 et L2 (de part et d'autre de TR2), la troisième petite à 27 spires en L3 (en haut près de C16), la grande à 11 spires en L4 (à gauche de C19) et les grandes à 8 spires en L5 et L6 (à droite de C19).

Vérifiez bien les soudures de ces selfs, la qualité des soudures dépendant de celle de la préparation des extrémités (décapage/étamage).

Montez maintenant les transistors : TR1 (petit boîtier métallique) à gauche de la platine, ergot repère-détrompeur orienté vers le quadrant bas gauche, FT1 (plastique demie lune) près de JAF2, méplat repère-détrompeur orienté vers R4, TR2 (grand boîtier métallique) à droite de L1, ergot repère-détrompeur orienté vers le quadrant bas gauche, comme le montre la figure 429a.

Les bases des boîtiers de ces trois transistors seront maintenues à 4 ou 5 mm de la surface du circuit imprimé.

Enfoncez sur le boîtier de TR3 le dissipateur à ailettes après l'avoir ouvert avec une panne de tournevis plat.

Montez enfin TR3 sur son dissipateur à l'aide d'un petit boulon 3MA et enfoncez les pattes jusqu'à ce que la base du dissipateur soit en contact avec la surface du circuit imprimé, maintenez-le bien appuyé pendant que vous soudez les pattes.

Montez le quartz debout et bien enfoncé. Il peut être marqué de cette fréquence : 27,095 ou de cette autre : 27,125 MHz. Choisissez-en un : le premier si vous désirez émettre sur 27,095 ou le second si vous désirez le faire sur 27,125 MHz.

La réalisation pratique du modulateur

Réalisez maintenant le circuit imprimé EN5041, dont la figure 430b donne le dessin à l'échelle 1, ou procurez-vous le et montez tous les composants, comme le montre la figure 430a. Enfoncez et soudez d'abord les six picots servant aux connexions extérieures.

Montez toutes les résistances après les avoir classées par valeurs et puissances (R5, R6, R7 et R8 sont des 1/2 W) afin de ne pas les intervertir et le trimmer R4 en bas à gauche.

Puis montez tous les condensateurs céramiques et polyesters en vous reportant éventuellement aux premières Leçons si vous avez un doute pour la lecture des valeurs inscrites sur leur enrobage ou leur boîtier plastique.

Montez ensuite la self de choc VK200 en ferrite JAF1, près de C6. Montez les quelques condensateurs électrolytiques en respectant bien leur polarité +/– (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du boîtier cylindrique).

Montez le circuit intégré TDA2002 IC1 sur son dissipateur ML26 à l'aide d'un petit boulon 3MA et enfoncez les pattes jusqu'à ce que la base du dissipateur soit en contact avec la surface du circuit imprimé, maintenez-le bien appuyé pendant que vous soudez les pattes. Montez enfin le transformateur de modulation T1.

Reliez alors la capsule microphonique à l'entrée du modulateur à l'aide d'un petit morceau de câble blindé (20 à 30 cm) : la tresse de masse est à relier à la piste de masse m et l'âme à la piste s du circuit imprimé, côté capsule la tresse de blindage est à relier à la demi-lune en contact avec son boîtier métallique et l'âme est à relier à la demie lune isolée, comme le montre la figure 431 (en cas d'inversion le montage ne fonctionnerait pas).

Le réglage de l'émetteur

Si vous ne régliez pas tous les condensateurs ajustables du circuit, vous ne pourriez prélever à la sortie de votre émetteur aucune puissance. Le réglage à faire est

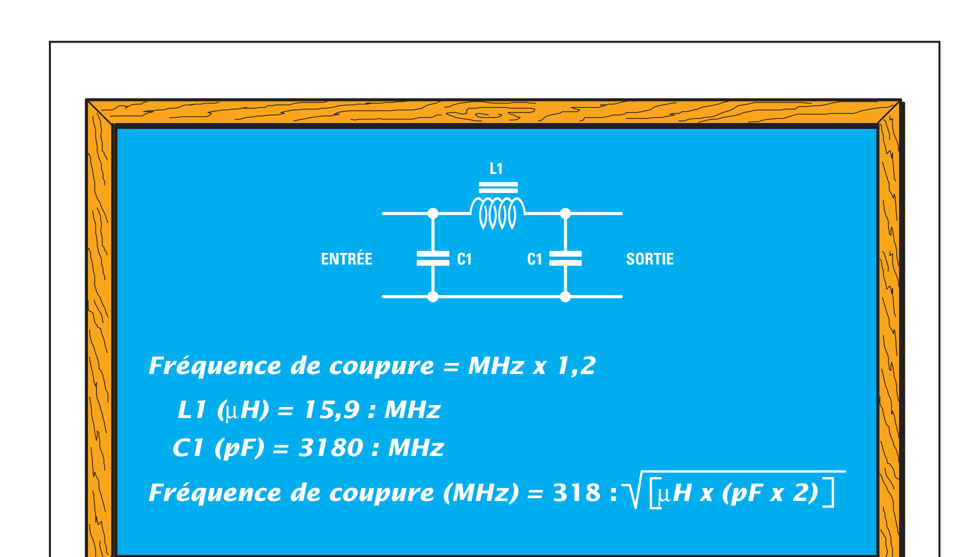


Figure 425 : Filtre passe-bas.

des plus simples, surtout si vous suivez nos instructions.

Avant tout il faut faire osciller le quartz de l'étage oscillateur et pour ce faire vous devez tourner l'axe du condensateur ajustable C1 monté en parallèle avec la self JAF1.

Après avoir relié la sonde de charge EN5037 aux points TP1 (voir figure 432), tournez l'axe de C1 lentement jusqu'à lire sur le multimètre une tension d'environ 3 V. Cette tension correspond en théorie à une puissance de :

(3 x 3) : 100 = 0,09 W

Cette puissance n'est pas réelle, car la sonde de charge ajoute à la puissance produite par la fréquence fondamentale la puissance de toutes les harmoniques produites par l'étage oscillateur : donc, en enlevant la puissance des harmoniques, nous pouvons considérer exacte une puissance de seulement 0,05 W.

Après avoir fait osciller le quartz, ôtez la sonde de charge des points TP1 et reliez un multimètre, portée 500 mA CC, aux deux points J1, comme le montre la figure 433.

Appliquez le 12 V d'alimentation à l'émetteur, puis tournez lentement le condensateur ajustable C9 permettant d'adapter l'impédance entre FT1 et TR2.

L'impédance est adaptée quand le transistor consomme un courant maximal, aux alentours de 120 à 130 mA.

Retouchez alors C1 de l'étage oscillateur afin de vérifier si l'on ne peut pas augmenter, fût-ce de quelques mA, le courant consommé par TR2.

Ceci fait, débranchez le multimètre des points J1, puis court-circuitez-les avec un morceau de fil de cuivre nu soudé, comme le montre la figure 437, afin que le 12 V arrive sur le collecteur de TR2. Reliez le multimètre, portée 500 mA CC, aux points J2, puis connectez à la prise de sortie d'antenne une sonde de charge de 50 ou 75 ohms d'impédance et d'environ 6 W de puissance.

Si vous réglez la sortie avec la sonde de charge de 50 ohms, pour transférer le signal HF vers le dipôle émetteur, vous devez utiliser un câble coaxial de 50 ou 52 ohms d'impédance : on en trouve chez les revendeurs de matériel CB.

Si vous réglez la sortie avec la sonde de charge de 75 ohms, pour transférer le signal HF vers le dipôle émetteur, vous devez utiliser un câble coaxial de 75 ohms d'impédance : n'importe quel câble coaxial télévision fera l'affaire et on en trouve partout, aussi peut-être avez-vous intérêt à prendre cette solution.

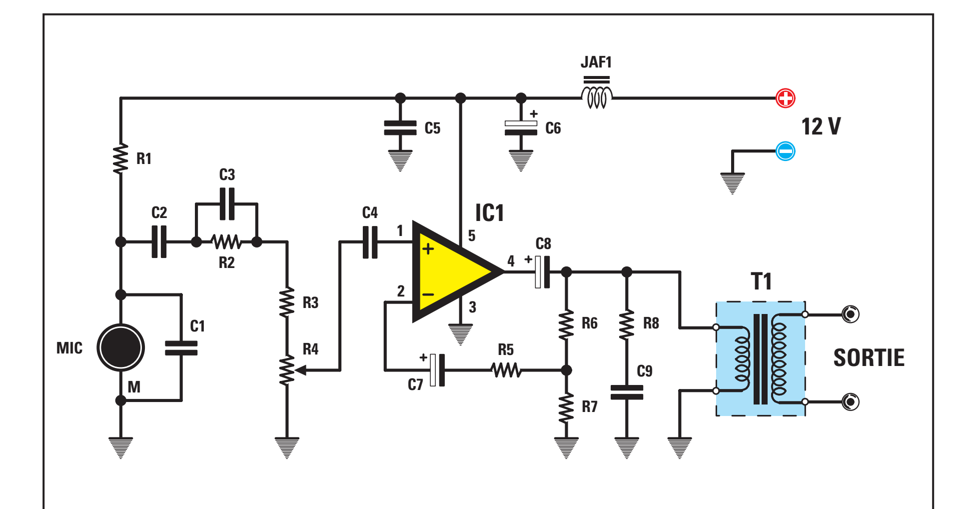


Figure 426 : Schéma électrique de l'étage amplificateur BF utilisé comme modulateur AM (modulation d'amplitude). La sortie va moduler le signal HF de l'émetteur.

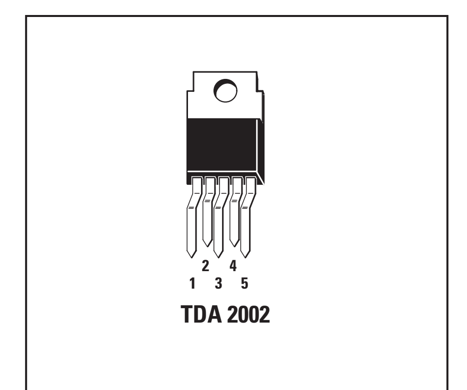


Figure 427 : Schéma électrique interne et brochage du TDA2002

Liste des composants EN5041

R1 .... 10 kΩ
R2 .... 47 kΩ
R3 .... 100 Ω
R4 .... 100 kΩ trimmer
R5 .... 22 Ω 1/2 W
R6 .... 2.200 Ω 1/2 W
R7 .... 10 Ω 1/2 W
R8 .... 10 Ω 1/2 W
C1 .... 100 pF céramique
C2 .... 1 nF polyester
C3 .... 220 nF polyester
C4 .... 1 µFpolyester
C5 .... 100 nF polyester
C6......... 100 µF électrolytique
C7......... 470 microF. électrolytique
C8......... 1 000 µF électrolytique
C9......... 10n pF polyester
JAF1 ..... choc VK200
IC1........ intégré TDA2002
T1......... transfo. de modulation
MIC....... micro préamplifié

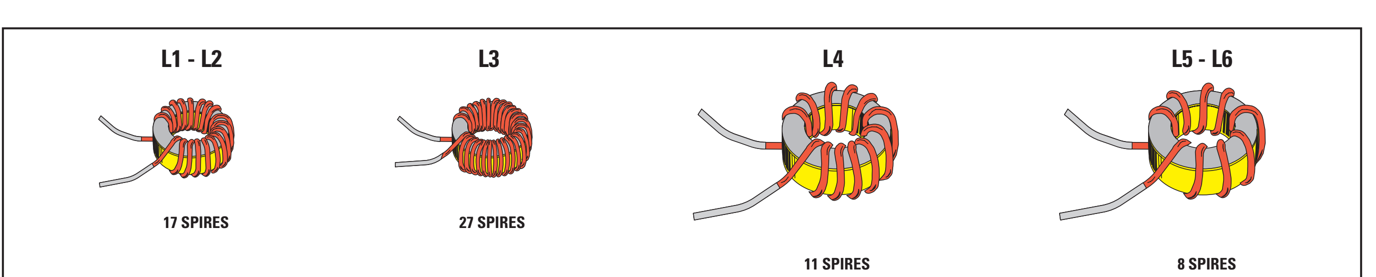


Figure 428 : Avant de commencer le montage de l'émetteur, nous vous conseillons de bobiner d'abord soigneusement toutes les selfs sur leurs noyaux toroïdaux de ferrite (attention, ils sont cassants, aussi ne les faites pas tomber sur le sol).

Figure 429a: Schéma d'implantation des composants de l'émetteur. Sur TR2, montez son dissipateur à ailettes. Fixez d'abord TR3 sur le sien avant d'enfoncer bien à fond ses pattes dans les trous pour les souder.

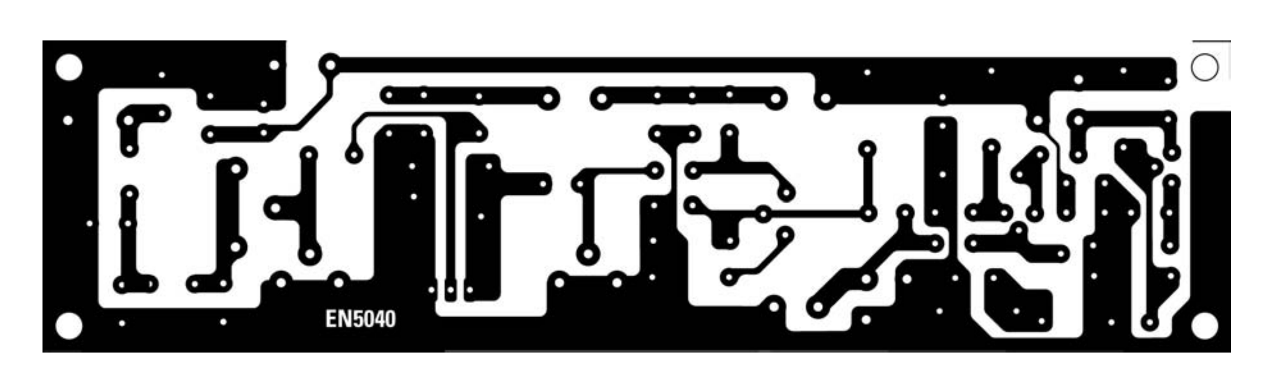


Figure 429b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'émetteur EN5040.

Quoi qu'il en soit vous devez régler l'adaptation d'impédance entre le collecteur de TR2 et la base de TR3 et pour ce faire vous devez tourner l'axe du condensateur ajustable C15 jusqu'à ce que le transistor consomme un courant d'environ 340 à 360 mA.

Quand cela est obtenu, débranchez le multimètre des points J2 et court-circuitez-les avec un morceau de fil de cuivre nu soudé afin que le 12 V arrive sur le collecteur de TR3.

Reliez le multimètre, portée 20-25 V CC, à la sonde de charge EN5042, comme le montre la figure 438. Puis tournez lentement les axes des deux condensateurs ajustables C18 et C19 jusqu'à lire sur le multimètre la tension maximale. Si vous avez pris la sonde de charge de 50 ohms, vous lirez une tension maximale d'environ 17 à 18 V. Si vous avez choisi celle de 75 ohms, 21 à 22 V. Ce résultat obtenu, vous pouvez retoucher légèrement C9 et C15 pour essayer d'augmenter la tension de sortie.

Si vous avez choisi 75 ohms et que vous lisiez 21 V, la puissance obtenue est de :

(21 x 21) : (75 + 75) = 2,94 W

Si vous lisez 22 V :

(22 x 22) : (75 + 75) = 3,22 W

Si vous enlevez de la sortie de l'émetteur le double filtre passe-bas, vous obtenez une tension d'environ 26 V qui, en théorie, correspond à une puissance de :

(26 x 26) : (75 + 75) = 4,5 W

Cette augmentation de puissance est obtenue car à la puissance de la fréquence fondamentale s'ajoute, en pure perte, la puissance des harmoniques lesquelles, n'étant pas atténuées, sont bien sûr mesurées par la sonde de charge. Vous savez qu'en débranchant le filtre passe-bas, la fréquence fondamentale de 27 MHz restera d'une puissance réelle de 2,9 à 3,2 W. La différence pour arriver à 4,5 W est constituée par les harmoniques inutiles et nuisibles. ◇

NOTES

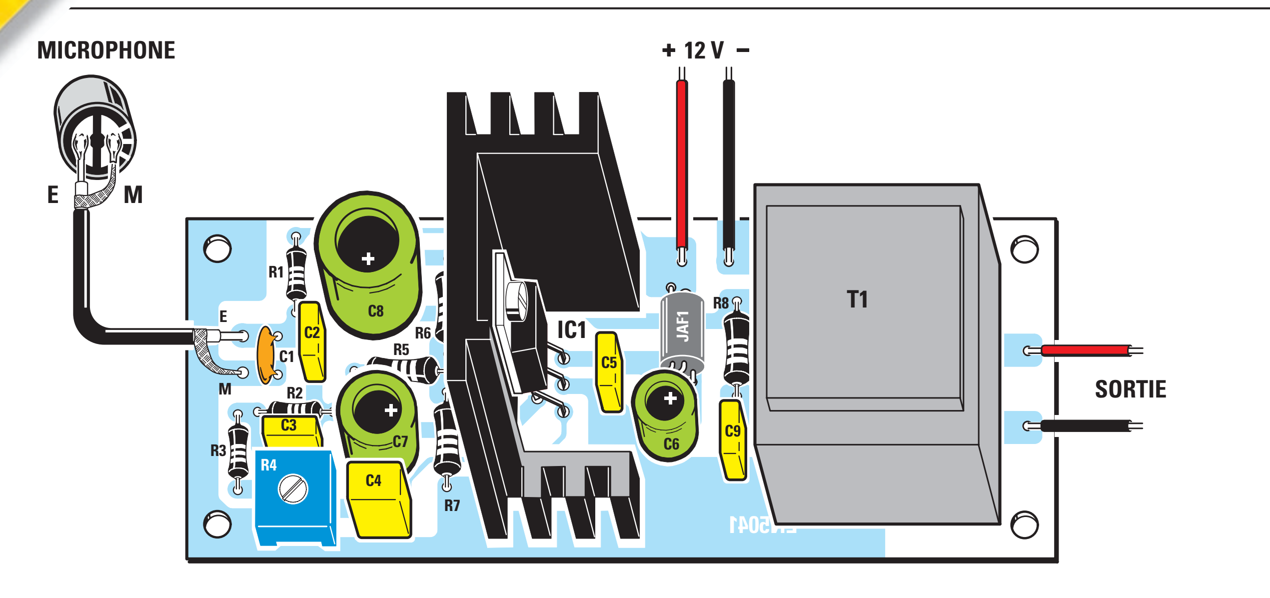


Figure 430a : Schéma d'implantation des composants du modulateur. Pour relier le microphone avec la bonne polarité, regardez d'abord la figure 431. Le trimmer R4 sert à régler la sensibilité du microphone.

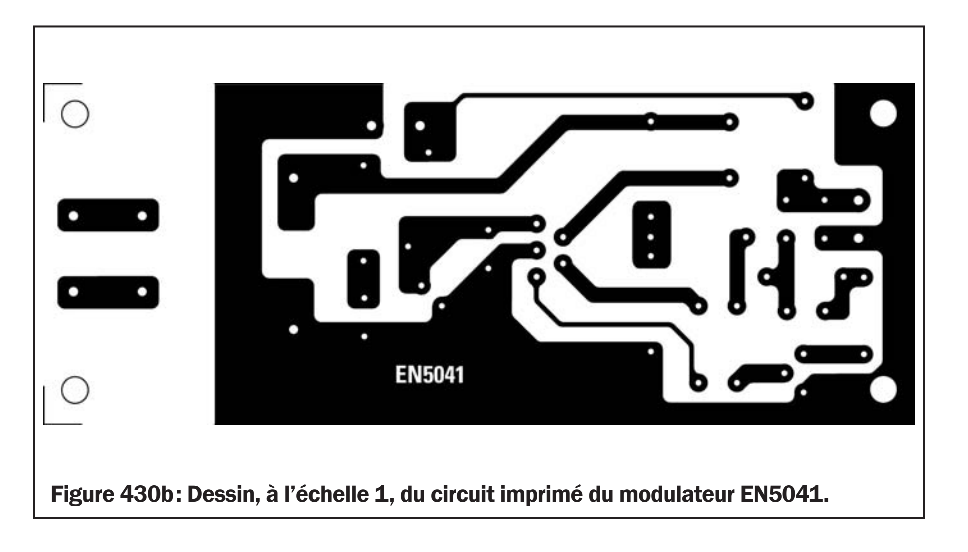


Figure 430b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du modulateur EN5041.

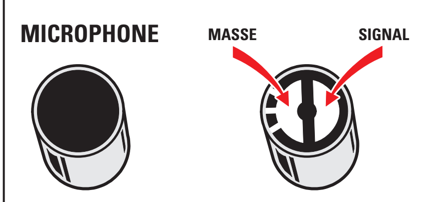


Figure 431 : La piste en demi-lune de la capsule microphonique électret préamplifiée reliée au boîtier métallique est celle de masse et elle doit être soudée à la tresse de blindage du câble coaxial. La piste en demi-lune isolée est la sortie du signal microphonique et elle doit être reliée à l'âme du câble coaxial.

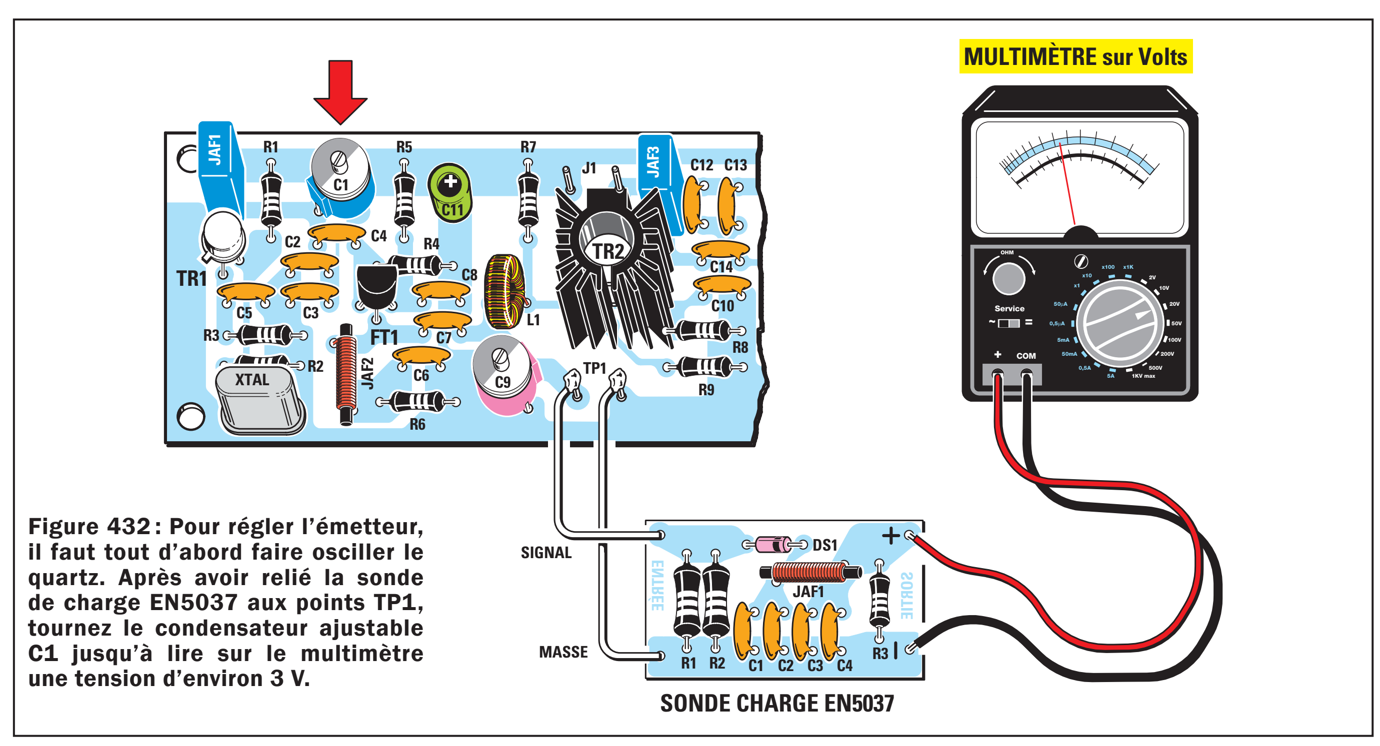


Figure 432 : Pour régler l'émetteur, il faut tout d'abord faire osciller le quartz. Après avoir relié la sonde de charge EN5037 aux points TP1, tournez le condensateur ajustable C1 jusqu'à lire sur le multimètre une tension d'environ 3 V.

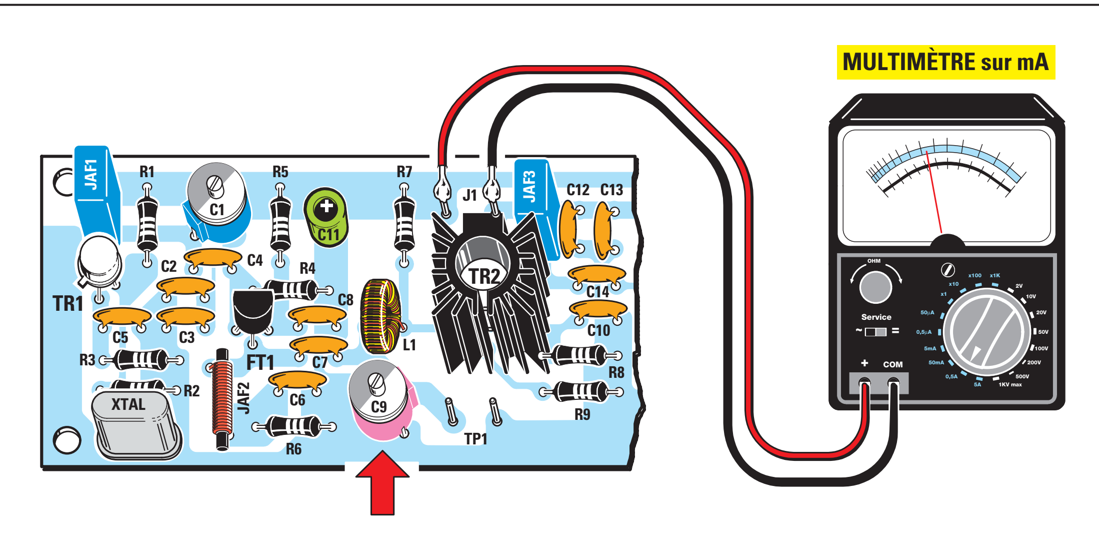


Figure 433: Après avoir enlevé la sonde de TP1, reliez le multimètre, portée 500 mA, aux deux points J1, puis tournez le condensateur ajustable C9 jusqu'à lire un courant de 120 à 130 mA. Ce réglage adapte l'impédance entre FT1 et TR2.

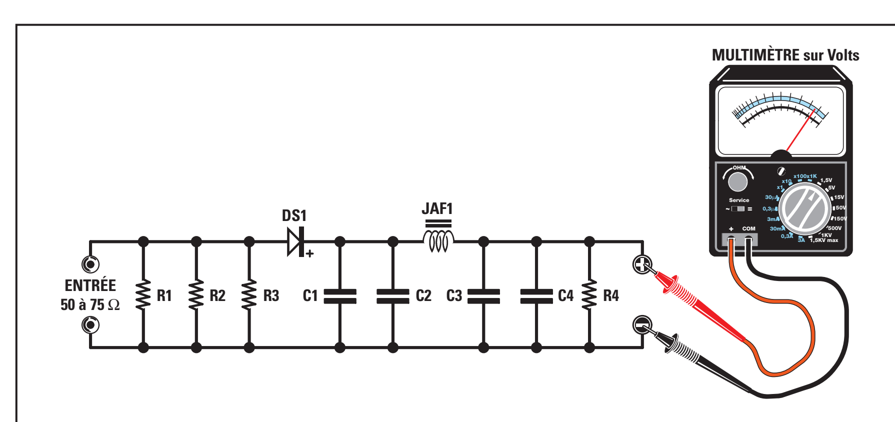


Figure 434: Afin de poursuivre le réglage, vous devez utiliser une sonde capable de supporter une puissance d'environ 6 W. En changeant la valeur des résistances R1-R2-R3, vous pouvez réaliser cette sonde pour une impédance d'entrée de 50 ou 75 ohms.

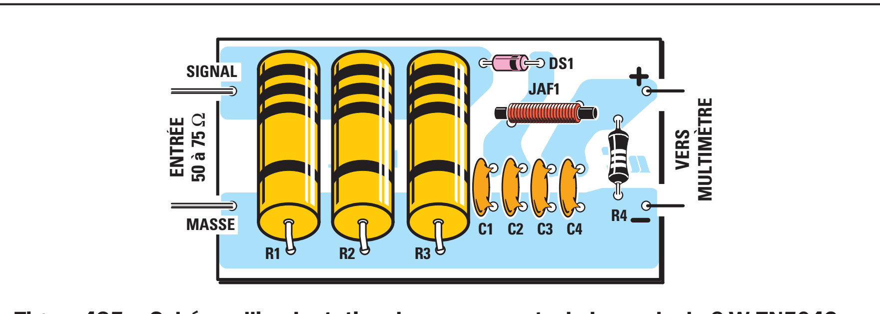


Figure 435a: Schéma d'implantation des composants de la sonde de 6 W EN5042.

Liste des composants EN5042

Pour sonde 75 Ω

R1 = 220 Ω 2 W
R2 = 220 Ω 2 W
R3 = 220 Ω 2 W
R4 = 68 kΩ 1/4 W
C1 = 10 nF céramique
C2 = 1 nF céramique
C3 = 10 nF céramique
C4 = 1 nF céramique
DS1 = diode schottky HP5711
JAF1 = choc sur ferrite

Pour sonde 50 Ω

R1 = 150 Ω 2 W
R2 = 150 Ω 2 W
R3 = 150 Ω 2 W
R4 = 68 kΩ 1/4 W
C1 = 10 nF céramique
C2 = 1 nF céramique
C3 = 10 nF céramique
C4 = 1 nF céramique
DS1 = diodo schottky HP5711
JAF1 = choc sur ferrite

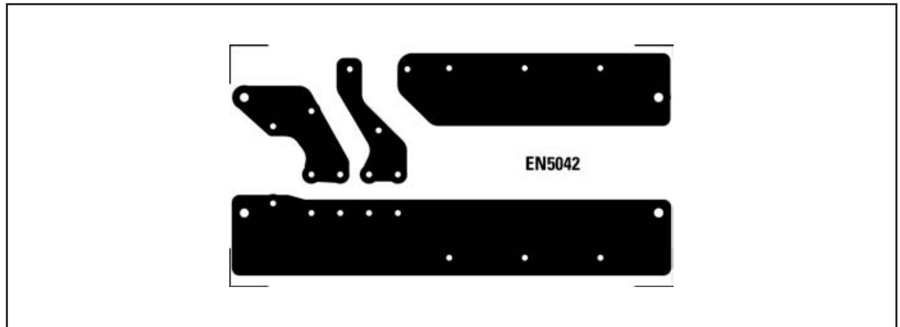


Figure 435b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de la sonde EN5042.

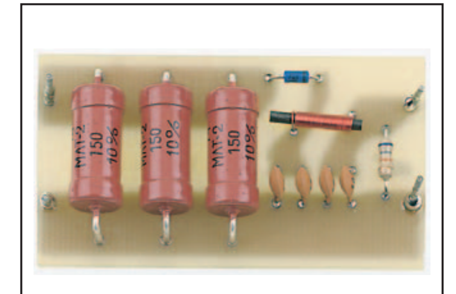


Figure 436: Photo d'un des prototypes de la platine de la sonde EN5042.

MULTIMÈTRE en mA

Figure 437 : Après avoir relié la sonde de charge EN5042 à la sortie de l'émetteur, vous devez court-circuiter les points J1, puis relier le multimètre, portée 500 mA, aux deux points J2 et tourner l'axe du condensateur ajustable C15 jusqu'à lire un courant de 340 à 360 mA. Cette valeur obtenue, vous avez adapté l'impédance entre TR2 et TR3.

+ 12 V –

CAVALIER

J1 JAF3 C12 C13 J2 L3 C16 C17 C25 C24 C23 SIGNAL L6 MASSE C14 C10 L2 L4 C19 C22 TR2 R8 R9 C15 C18 L5 TR3 C21 TP1 C20

DS1 JAF1 R1 R2 R3 C1 C2 C3 C4 R4

SONDE DE CHARGE EN5042

MULTIMÈTRE sur Volts

Figure 438 : Ensuite, court-circuitez les deux points J1 et les deux points J2 et reliez le multimètre, portée 20-25 V, à la sonde de charge EN5042, puis réglez les deux condensateurs ajustables C18-C19 jusqu'à lire la tension maximale. Si vous utilisez une sonde de 50 ohms vous réussirez à atteindre une tension maximale de 17-18 V, avec une sonde de 75 ohms, 21-22 V.

+ 12 V –

CAVALIER CAVALIER

J1 JAF3 C12 C13 J2 L3 C16 C17 C25 C24 C23 SIGNAL L6 MASSE C14 C10 L2 L4 C19 C22 TR2 R8 R9 C15 C18 L5 TR3 C21 TP1 C20

DS1 JAF1 R1 R2 R3 C1 C2 C3 C4 R4

SONDE DE CHARGE EN5042

Figure 439 : Pour relier le modulateur à l'émetteur, vous devez câbler les deux fils entre la sortie du transformateur T1 du modulateur et l'entrée J1 de modulation, puis court-circuiter J2. Quand vous enlèverez la sonde de la sortie de l'émetteur, vous devrez la remplacer par un câble coaxial d'impédance convenable allant à l'antenne émettrice.

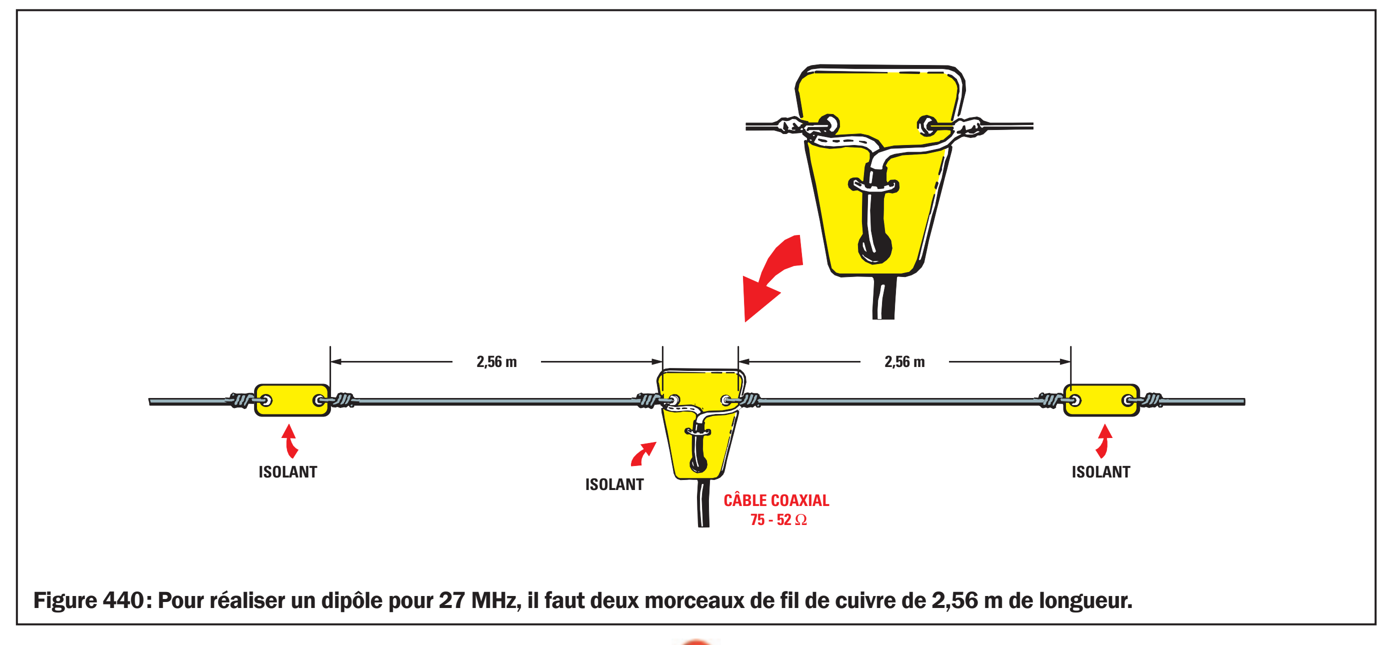


Figure 440 : Pour réaliser un dipôle pour 27 MHz, il faut deux morceaux de fil de cuivre de 2,56 m de longueur.

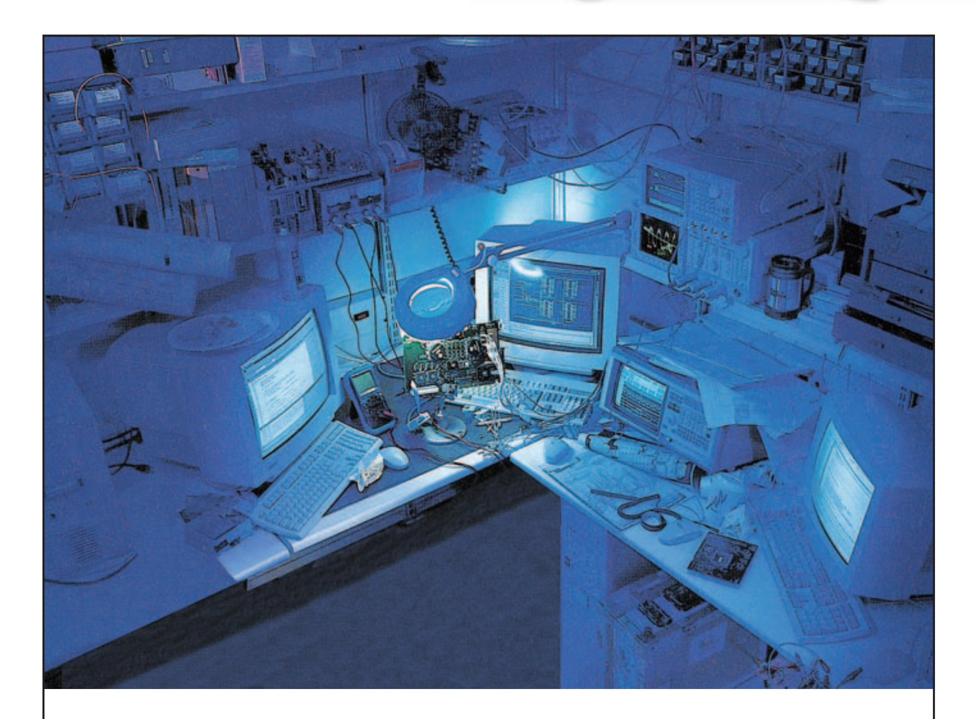


Figure 441: Étant donné que pour devenir un chevronné d'électronique la pratique sert bien plus que la théorie, plus vous ferez de montages et plus vous réussirez à comprendre leurs secrets.

IMPORTANT

Souvenez-vous qu'à la sortie de l'émetteur on doit toujours relier une sonde de charge ou bien un câble coaxial allant alimenter le dipôle émetteur. Si vous allumez l'émetteur sans aucune charge, le transistor final TR3 a toutes les chances d'être aussitôt détruit.

La sonde de charge de 50 ou 75 ohms

La sonde de charge EN5037, fabriquée Leçon 36, ne supporte pas des puissances supérieures à 1 W. Or notre émetteur fournit une puissance d'environ 3 W, il vous faut donc une charge en mesure de supporter une puissance à dissiper de 6 W.

Pour la réaliser, vous devez monter sur le circuit imprimé EN5042 (voir figure 435) trois résistances au carbone de 2 W en parallèle. Pour que cela fasse 50 ohms, il faut monter en parallèle trois résistances de 150 ohms.

Pour que cela fasse 75 ohms, il faut monter en parallèle trois résistances de 220 ohms. Cela fait exactement 73,33 ohms en théorie, mais compte tenu des tolérances des résistances, cela peut faire en pratique 74 ou 75 ohms. Quand vous utilisez cette sonde, les résistances chauffent, ne vous en inquiétez pas, elles dissipent en chaleur l'énergie HF produite par l'émetteur.

Comment relier le modulateur

Pour moduler en AM le signal HF de 27 MHz, vous devez relier, au moyen de deux fils de cuivre isolé, les deux bornes de sortie du transformateur T1 aux deux points d'entrée J1 de l'émetteur, sans oublier de court-circuiter les points J2, comme le montre la figure 439.

Le 12 V stabilisé nécessaire pour alimenter l'émetteur et le modulateur peut être prélevé sur l'alimentation EN5004 présentée dans les premières Leçons du Cours.

Respectez bien la polarité de ces branchements en vous aidant de la couleur des fils : noir – et rouge +, sinon vous détruiriez IC1 et les transistors.

Si vous ne reliez pas le modulateur à l'émetteur, vous devez court-circuiter les points J1.

Le dipôle émetteur

Pour rayonner le signal HF de votre émetteur dans l'éther, vous avez besoin d'une antenne émettrice et nous vous proposons de construire un dipôle : pour le réaliser il vous faut deux longueurs de fil de cuivre de 2,65 m, comme le montre la figure 440.

Comme fil, prenez du multibrin isolé plastique (il est plus souple), comme celui utilisé pour le câblage automobile.

Au centre du dipôle reliez les extrémités d'un câble coaxial de 75 ohms et faites-le descendre jusqu'à la sortie de votre émetteur où vous devez relier la tresse de blindage au point de masse et l'âme au point correspondant à la self L6.

Le montage dans le boîtier

Comme ce petit émetteur expérimental sert surtout à dévoiler à vos yeux les premiers secrets touchant les oscillateurs et amplificateurs HF et aussi à vous apprendre à régler les adaptateurs d'impédance entre étages, nous n'avons prévu aucun boîtier.

Le mieux serait de fixer les différentes platines (dont l'alimentation secteur 230 V) sur une plaque de contre-plaqué ou d'aggloméré, avec de petits boulons ou des points de colle thermofusible.

Mais vous pouvez aussi bien décider de faire vous-même le montage dans un boîtier métallique en disposant sur le fond horizontal les trois platines : émetteur, modulateur et alimentation.

Sur le panneau arrière montez une BNC socle 75 ohms comme sortie antenne, faites entrer le secteur 230 V par un cordon à travers un passe-fil, prévoyez un porte-fusible à côté.

En face avant, montez un jack pour l'entrée microphone, un interrupteur M/A sur la tension secteur 230 V et un autre à poussoir fugitif sur le 12 V (plus tard, si vous remplacez le petit microphone par un vrai microphone de cibiste avec PTT, vous pourrez remplacer l'interrupteur 12 V par ce PTT, voir le câblage sur la notice fournie avec le microphone CB). ◇

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

NOTES

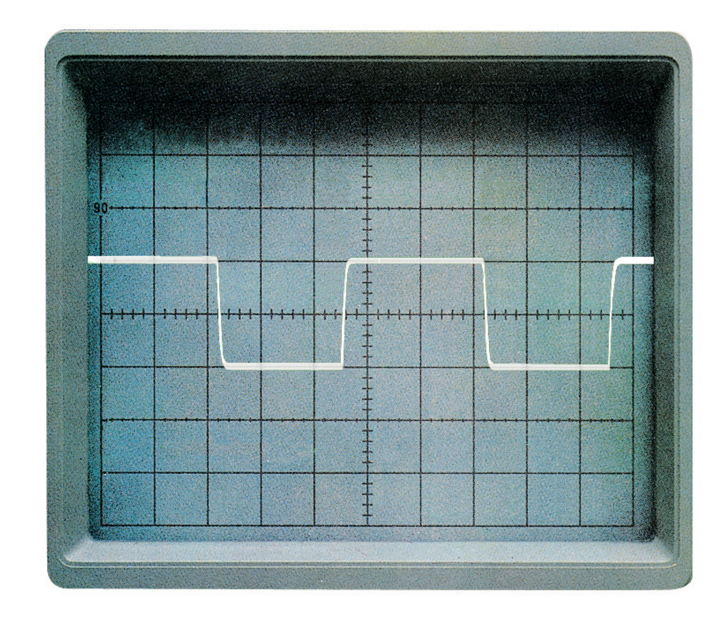
Apprendre l’électronique en partant de zéro

Les oscillateurs numériques

première partie:

la théorie

Dans cette Leçon nous vous proposons divers schémas d’oscillateurs utilisant des circuits intégrés numériques TTL-HC/MOS-C/MOS capables de fournir en sortie un signal carré. La fréquence du signal carré est justement utilisée pour réaliser des appareils numériques, par exemple des temporisateurs-compteurs-fréquencemètres-générateurs d’ultrasons, etc. Nous vous expliquerons comment concevoir un “timer” ou temporisateur numérique et, grâce aux formules permettant de calculer la fréquence et le temps en secondes que vous allez trouver ci-dessous, vous n’aurez aucune difficulté pour réaliser un circuit s’adaptant parfaitement à vos besoins.





Les oscillateurs numériques avec des circuits intégrés TTL et C/MOS

Dans la Leçon 36 nous avons appris à réaliser des étages oscillateurs HF en reliant un transistor ou un FET à une self et un condensateur ajustable. Pour faire varier la fréquence produite par ces oscillateurs, il suffit de modifier le nombre des spires de la self ou la capacité du condensateur ajustable.

Si nous voulons en revanche réaliser des oscillateurs produisant des fréquences ultrasoniques de l’ordre de 30 kHz ou des fréquences audio jusqu’à 20 kHz ou encore des fréquences subsoniques (infrasoniques) en dessous de 50 Hz, il faut mettre en œuvre des circuits intégrés numériques, car pour faire varier la fréquence produite il suffit de modifier la valeur ohmique d’une seule résistance ou la capacité d’un condensateur.

Tous les oscillateurs réalisés avec des circuits intégrés numériques fournissent en sortie un signal carré au lieu de sinusoïdal (voir figures 442 et 443).

L’amplitude du signal produit est égale à la valeur de la tension d’alimentation et donc, si nous utilisons des circuits intégrés TTL ou HC/MOS (alimentés en 5 V), nous aurons des signaux de tension pic-pic (crête-crête) de 5 V.

De même, si nous utilisons des circuits intégrés C/MOS (alimentés avec une tension minimale de 5 V et maximale de 15 à 18 V), nous obtiendrons des pics positifs proportionnels à la valeur de la tension d’alimentation. Par conséquent, si nous

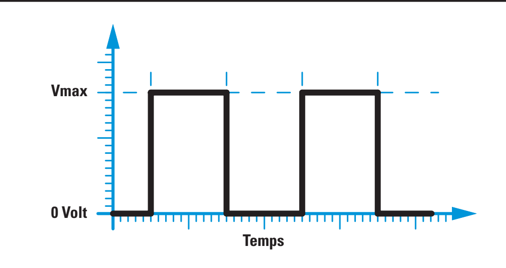


Figure 442 : Tous les oscillateurs utilisant des circuits intégrés numériques fournissent en sortie un signal carré. Le signal, partant de 0 V, monte instantanément à la valeur positive maximale puis redescend instantanément à 0 V.

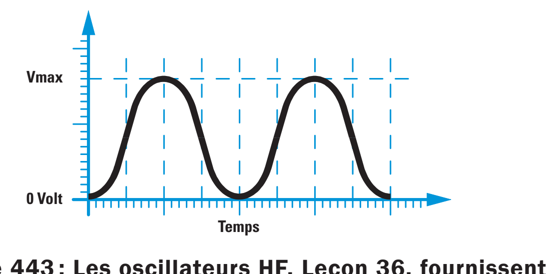


Figure 443 : Les oscillateurs HF, Leçon 36, fournissent en sortie un signal sinusoïdal. Le signal, partant de 0 V, monte graduellement à la valeur positive maximale puis redescend graduellement à 0 V.

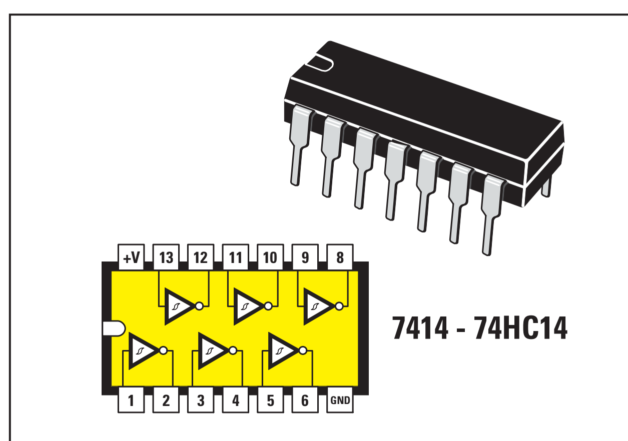


Figure 444 : À l'intérieur des circuits intégrés 7414 et 74HC14 se trouvent six inverseurs déclenchés. Brochage vu de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche.

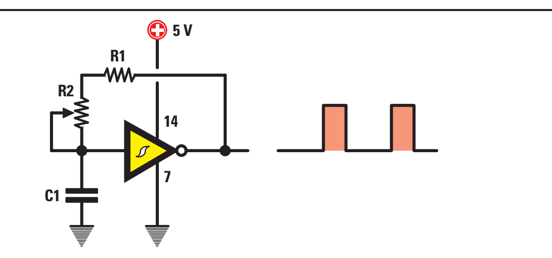


Figure 445 : Schéma électrique d'un oscillateur que nous pouvons réaliser avec les circuits intégrés 7414 ou 74HC14 en utilisant un seul inverseur déclenché. La figure 446 donne les formules permettant de calculer la fréquence en kHz ou la capacité de C1 en nF.

alimentons un C/MOS en 9 V, nous obtiendrons des signaux de tension de crête de 9 V et, si nous l'alimentons en 15 V, des signaux de tension de crête de 15 V.

L'oscillateur avec un inverseur TTL de type déclenché ou "triggered inverter"

Avec un circuit intégré TTL SN7414 ou un HC/MOS 74HC14 (voir figure 444), nous pouvons réaliser un oscillateur capable de produire une fréquence de quelques Hz à plus de 300 kHz, en utilisant un seul des six inverseurs déclenchés (voir figure 445) présents à l'intérieur. Comme nous vous l'avons enseigné dans la Leçon sur les portes logiques, les inverseurs déclenchés se différencient des autres par leur représentation schématique : ils comportent en effet un double S à l'intérieur d'un triangle, comme le montrent les figures 444 et 445.

Pour faire varier la fréquence produite, nous devons seulement modifier la valeur de R1-R2 ou celle de C1. Connaissant les valeurs de R1-R2 et de C1, nous pouvons calculer la fréquence prélevée en sortie avec la formule :

kHz = 700 : [(R1 + R2 en kilohm) x C1 en nF]

La valeur de la fréquence produite est toujours approximative car, au-delà des tolérances des résistances et du condensateur, il y a aussi celle du circuit intégré utilisé, variant selon le constructeur. Le petit trimmer R2 de 100 ohms, en série avec R1, nous permet de régler finement la valeur de la fréquence produite sur la valeur souhaitée. Pour lire la valeur de la fréquence produite par ces oscillateurs, il nous faudrait un fréquencemètre et, comme vous n'en avez peut-être pas encore, une prochaine Leçon vous proposera d'en construire un.

La valeur ohmique totale de R1+R2 de cet oscillateur utilisant un circuit intégré TTL ne doit jamais dépasser 1 kilohm. C'est pourquoi nous avons choisi pour R1 820 ohms, soit 0,82 kilohm et pour le trimmer R2 100 ohms, soit 0,1 kilohm, ce qui fait un total de 920 ohms, soit 0,92 kilohm. En effet, dans la formule les valeurs ohmiques sont en kilohm et les capacitives en nanofarad. Rappelons que l'on passe des pF aux nF en divisant par 1 000 et des µF aux nF en multipliant par 1 000.

Sachant quelle fréquence en kHz (Hz : 1 000) nous voulons prélever à la sortie de cet oscillateur et connaissant la valeur de R1+R2, nous pouvons calculer la capacité à donner à C1 grâce à la formule :

C1 en nF = 700 : [(R1 + R2 en kilohm) x kHz]

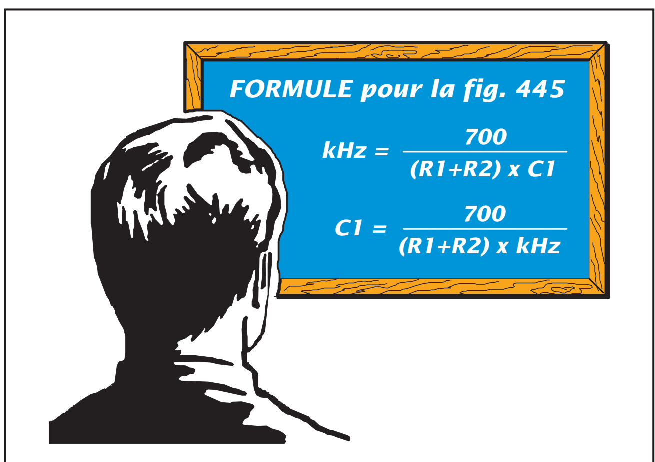


Figure 446 : La valeur des résistances R1-R2 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

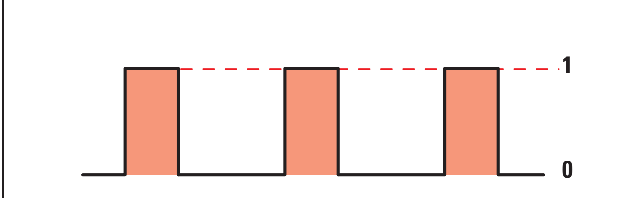


Figure 447: Le signal carré sortant de l'oscillateur de la figure 445 n'a pas un rapport cyclique de 50 %. Cela signifie que le temps pendant lequel l'impulsion reste au niveau logique 1 n'est pas identique au temps pendant lequel elle reste au niveau logique 0. Même si le rapport cyclique n'est pas de 50 %, la valeur de la fréquence en sortie ne varie pas.

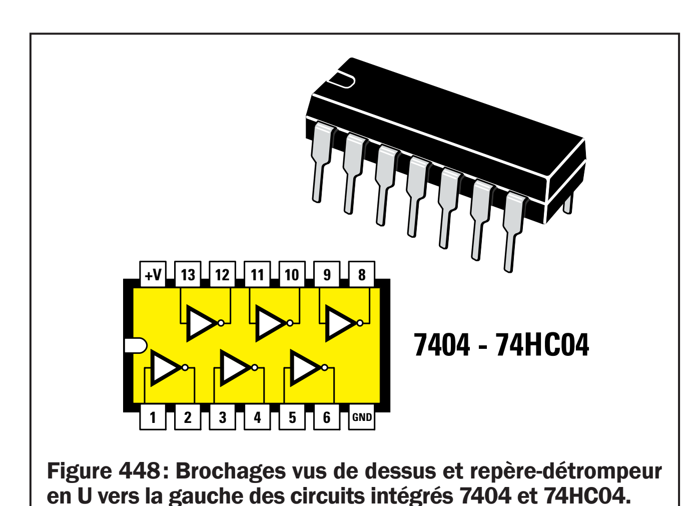


Figure 448: Brochages vus de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche des circuits intégrés 7404 et 74HC04.

Si, par exemple, nous voulons obtenir une fréquence d'oscillation de 12 kHz, pour calculer la capacité de C1 nous vous conseillons de procéder en deux fois: une avec R1 seulement et une autre avec la somme R1+R2 afin de vérifier que le résultat obtenu corresponde bien à une valeur capacitive normalisée :

700 : (0,82 x 12) = 71 nF

700 : (0,92 x 12) = 63 nF

Étant donné qu'aucune de ces deux valeurs n'est normalisée, nous pouvons choisir une capacité entre 71 et 63 nF, soit 68 nF, valeur normalisée.

Si nous tournons le curseur de R2 pour une résistance nulle, nous insérons dans le circuit la seule valeur de R1 égale à 0,82 kilohm et nous obtenons donc une fréquence de:

700 : (0,82 x 68) = 12,55 kHz

Si nous tournons le curseur de R2 pour une résistance maximale, nous insérons dans le circuit une valeur R1+R2 égale à 0,92 kilohm et nous obtenons donc une fréquence de:

**700 : (0,92 x 68) =
11,18 kHz**

Le Tableau 23 donne les valeurs en kHz des fréquences obtenues en faisant passer la valeur ohmique du trimmer R2 du minimum au maximum et en utilisant des valeurs capacitives normalisées pour C1.

Si vous voulez une excursion de fréquence plus ample, vous pouvez utiliser pour R1 une valeur de 470 ohms et pour le trimmer R2 une valeur de 470 ohms.

Avec ces valeurs ohmique et capacitive, si nous plaçons le curseur de R2 à zéro afin de ne laisser que le 0,47 kilohm de R1, la fréquence est de:

700 : (0,47 x 68) = 21,90 kHz

Pour R2 au maximum de sa résistance, nous avons un total R1+R2 de 0,94 kilohm et une fréquence de:

700 : (0,94 x 68) = 10,95 kHz

Tableau 23

capacité condensateur C1	Fréquence maximale	minimale
1,0 nF	de 853 kHz	à 760 kHz
1,5 nF	de 569 kHz	à 507 kHz
2,2 nF	de 388 kHz	à 345 kHz
2,7 nF	de 316 kHz	à 281 kHz
3,3 nF	de 258 kHz	à 230 kHz
3,9 nF	de 219 kHz	à 195 kHz
4,7 nF	de 181 kHz	à 162 kHz
5,6 nF	de 152 kHz	à 136 kHz
6,8 nF	de 125 kHz	à 112 kHz
8,2 nF	de 104 kHz	à 93 kHz
10 nF	de 85 kHz	à 76 kHz
18 nF	de 47 kHz	à 42 kHz
22 nF	de 39 kHz	à 35 kHz
33 nF	de 26 kHz	à 23 kHz
39 nF	de 22 kHz	à 20 kHz
47 nF	de 18 kHz	à 16 kHz
56 nF	de 15 kHz	à 14 kHz
68 nF	de 13 kHz	à 11 kHz
82 nF	de 10 kHz	à 9 kHz
100 nF	de 8 kHz	à 7,6 kHz
120 nF	de 7 kHz	à 6,3 kHz
180 nF	de 5 kHz	à 4,2 kHz
220 nF	de 4 kHz	à 3,4 kHz
470 nF	de 1,8 kHz	à 1,6 kHz
560 nF	de 1,5 kHz	à 1,3 kHz
680 nF	de 1,2 kHz	à 1,1 kHz
820 nF	de 1,0 kHz	à 0,9 kHz

L'oscillateur avec trois inverseurs TTL de type non déclenché

Pour réaliser un oscillateur numérique avec un circuit intégré TTL SN7404 ou le HC/MOS 74HC04 (voir figure 448), contenant six inverseurs non déclenchés, nous allons utiliser trois inverseurs en les reliant comme le montre la figure 449.

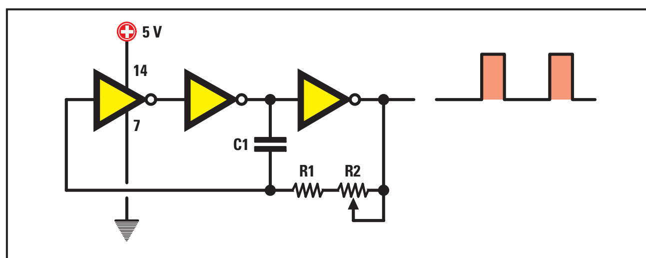


Figure 449 : Schéma électrique d'un oscillateur utilisant trois des inverseurs non déclenchés contenus dans les circuits intégrés 7404 et 74HC04. La figure 450 donne les formules pour calculer la fréquence en kHz ou la capacité de C1 en nF.

Pour savoir la fréquence produite par cet oscillateur, utilisons la formule :

kHz = 470 : [(R1 + R2 en kilohm) x C1 en nF]

La fréquence obtenue avec cette formule est approximative à cause des tolérances des résistances et du condensateur. Ici aussi la valeur ohmique totale de R1+R2 ne doit pas dépasser 1 kilohm : il faut donc choisir pour R1 820 ohms, pour R2 100 ohms, ce qui fait pour R1+R2 920 ohms, soit 0,92 kilohm. C1 est en nF et la fréquence en kHz.

Sachant quelle fréquence en kHz nous voulons prélever à la sortie de cet oscillateur et connaissant la valeur de R1+R2, nous pouvons calculer la capacité à donner à C1 grâce à la formule :

C1 en nF = 700 : [(R1 + R2 en kilohm) x kHz]

Si, par exemple, nous voulons obtenir une fréquence d'oscillation de 12 kHz, pour calculer la capacité de C1, procédons en deux fois : une avec R1 seulement et une autre avec la somme R1+R2 afin de vérifier que le résultat obtenu corresponde bien à une valeur capacitive normalisée :

470 : (0,82 x 12) = 47 nF

470 : (0,92 x 12) = 42 nF

Étant donné que la première de ces deux valeurs est normalisée, nous pouvons la choisir : 47 nF.

Si nous tournons le curseur de R2 pour une résistance nulle, nous insérons dans le circuit la seule valeur de R1 égale à 0,82 kilohm et nous obtenons donc une fréquence de :

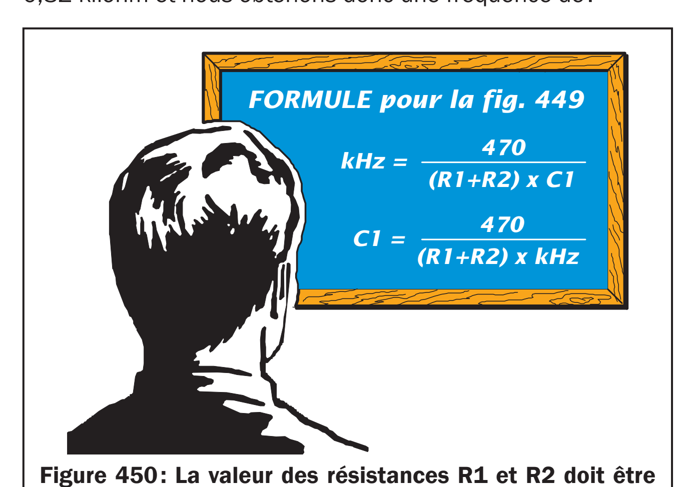


Figure 450 : La valeur des résistances R1 et R2 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

470 : (0,82 x 47) = 12,19 kHz

Si nous tournons le curseur de R2 pour une résistance maximale nous insérons dans le circuit une valeur R1+R2 égale à 0,92 kilohm et nous obtenons donc une fréquence de :

470 : (0,92 x 47) = 10,86 kHz

Le Tableau 24 donne les valeurs en kHz des fréquences obtenues en faisant passer la valeur ohmique du trimmer R2 du minimum au maximum et en utilisant des valeurs capacitives normalisées pour C1.

Tableau 24

capacité condensateur C1	Fréquence maximale	minimale
1,0 nF	de 573 kHz	à 511 kHz
1,5 nF	de 382 kHz	à 340 kHz
2,2 nF	de 260 kHz	à 232 kHz
2,7 nF	de 212 kHz	à 189 kHz
3,3 nF	de 174 kHz	à 155 kHz
3,9 nF	de 147 kHz	à 131 kHz
4,7 nF	de 122 kHz	à 109 kHz
5,6 nF	de 102 kHz	à 91 kHz
6,8 nF	de 84 kHz	à 75 kHz
8,2 nF	de 70 kHz	à 62 kHz
10 nF	de 57 kHz	à 51 kHz
18 nF	de 32 kHz	à 28 kHz
22 nF	de 26 kHz	à 23 kHz
33 nF	de 17 kHz	à 15 kHz
39 nF	de 14 kHz	à 13 kHz
47 nF	de 12 kHz	à 11 kHz
56 nF	de 10 kHz	à 9 kHz
68 nF	de 8,4 kHz	à 7,5 kHz
82 nF	de 6,9 kHz	à 6,2 kHz
100 nF	de 5,7 kHz	à 5,1 kHz
120 nF	de 4,8 kHz	à 4,2 kHz
180 nF	de 3,2 kHz	à 2,8 kHz
220 nF	de 2,6 kHz	à 2,3 kHz
470 nF	de 1,2 kHz	à 1,0 kHz
560 nF	de 1,0 kHz	à 0,9 kHz
680 nF	de 0,8 kHz	à 0,7 kHz
820 nF	de 0,7 kHz	à 0,6 kHz

Si vous voulez une excursion de fréquence plus ample, vous pouvez utiliser pour R1 une valeur de 470 ohms et pour le trimmer R2 une valeur de 470 ohms.

Avec ces valeurs ohmique et capacitive, si nous plaçons le curseur de R2 à zéro afin de ne laisser que le 0,47 kilohm de R1, la fréquence est de :

470 : (0,47 x 47) = 21,27 kHz

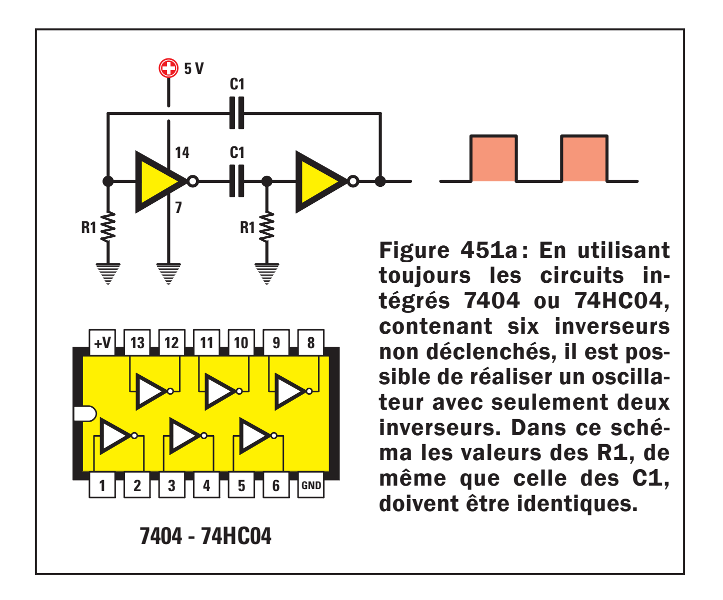


Figure 451a : En utilisant toujours les circuits intégrés 7404 ou 74HC04, contenant six inverseurs non déclenchés, il est possible de réaliser un oscillateur avec seulement deux inverseurs. Dans ce schéma les valeurs des R1, de même que celle des C1, doivent être identiques.

Pour R2 au maximum de sa résistance, nous avons un total R1+R2 de 0,94 kilohm et une fréquence de :

470 : (0,94 x 47) = 10,63 kHz

Cet oscillateur aussi produit des signaux carrés dont le rapport cyclique, c'est-à-dire le rapport entre les deux demi-ondes, n'est pas exactement de 50 %, comme le montre la figure 447.

L'oscillateur avec deux inverseurs TTL de type non déclenché

Avec un circuit intégré TTL SN7404 ou le HC/MOS 74HC04 (voir figure 451), nous pouvons aussi réaliser un oscillateur fournissant un signal carré de rapport cyclique 50 % en utilisant seulement deux inverseurs.

Pour savoir la fréquence en kHz produite par cet oscillateur, utilisons la formule :

kHz = 470 : (R1 en kilohm) x C1 en nF

Pour cet oscillateur les valeurs des résistances R1, ainsi que celles des condensateurs C1, doivent être identiques. Sachant quelle fréquence en kHz nous voulons prélever à la sortie de cet oscillateur et connaissant la valeur des R1, nous pouvons calculer la capacité à donner aux C1 grâce à la formule :

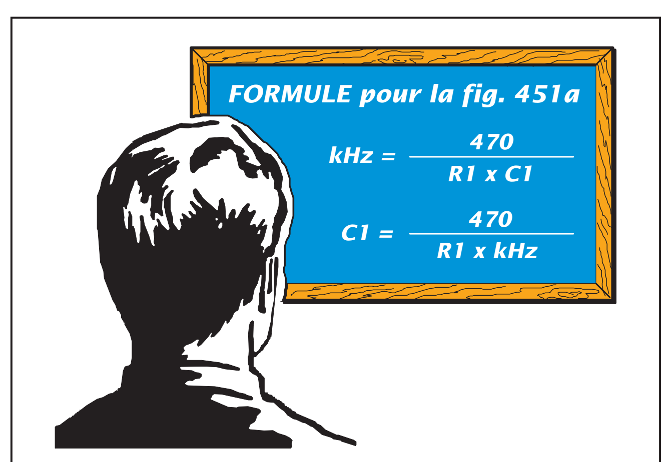
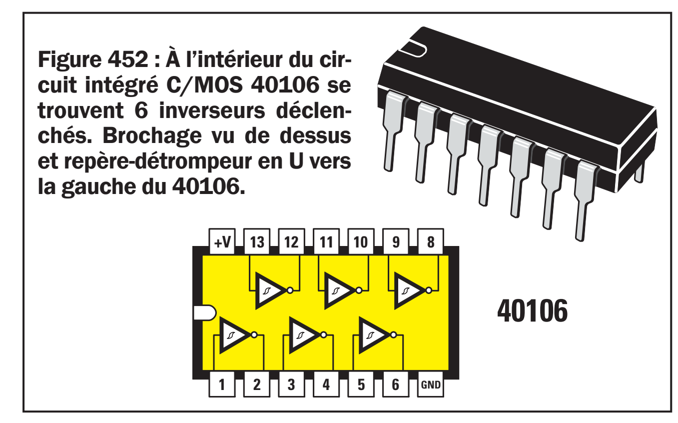


Figure 451b : La valeur de la résistance R1 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

Figure 452 : À l'intérieur du circuit intégré C/MOS 40106 se trouvent 6 inverseurs déclenchés. Brochage vu de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche du 40106.



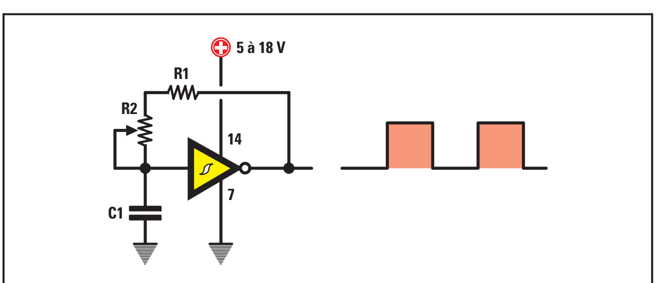


Figure 453 : Schéma électrique d'un oscillateur que nous pouvons réaliser avec le C/MOS 40106 en utilisant un seul inverseur déclenché. La figure 454 donne les formules pour calculer la fréquence en kHz ou la capacité de C1 en nF.

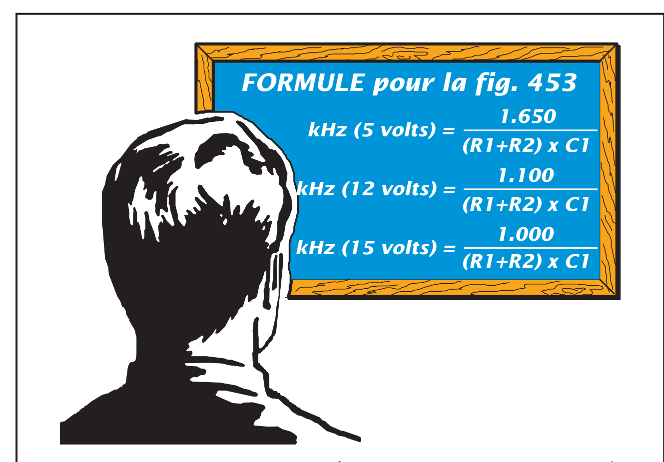


Figure 454 : La valeur des résistances R1 et R2 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

C1 en nF = 470 : (R1 en kilohm x kHz)

Si, par exemple, nous voulons obtenir une fréquence d'oscillation de 12 kHz, avec des R1 de 0,47 kilohm, pour calculer la capacité de C1 :

470 : (0,47 x 12) = 83,33 nF

Étant donné que cette valeur n'est pas normalisée, nous pouvons choisir 82 nF, ce qui nous donne une fréquence de :

470 : (0,47 x 82) = 12,19 kHz

À cause des tolérances des résistances et des condensateurs, cette fréquence sera comprise entre 11 et 13 kHz.

Note : *Dans les formules de la figure 451b, la valeur de R1 est en kilohm et C1 en nanofarad (nF).* ◇

NOTES

Les oscillateurs avec un inverseur C/MOS de type déclenché

En dehors des circuits intégrés TTL et HC/MOS, il existe une autre catégorie de circuits intégrés, les C/MOS, pouvant être également utilisés pour réaliser des oscillateurs numériques. Si nous voulons réaliser un oscillateur avec un seul inverseur, comme le montre la figure 453, nous devons mettre en œuvre un C/MOS 40106 ou équivalent, contenant six inverseurs déclenchés (voir figure 452). Étant donné qu'un C/MOS peut être alimenté sous une tension de 5 V (minimum) à 18 V (maximum), la fréquence d'un oscillateur C/MOS peut varier non seulement en modifiant les valeurs de R1-R2 et de C1, mais encore en modifiant la tension d'alimentation : plus la tension augmente, plus la fréquence diminue. Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 5 V, pour connaître la fréquence produite nous devons utiliser la formule :

kHz = 1 650 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 12 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 1 100 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 15 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 1 000 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

A la différence des schémas avec circuits intégrés TTL, pour lesquels la valeur des résistances R1+R2 ne devait pas dépasser 1 kilohm, avec des C/MOS, leur valeur peut atteindre 820 kilohms au maximum. Pour R1 nous pouvons donc choisir une valeur entre 4,7 kilohms et 820 kilohms et la mettre en série avec un trimmer de 0,47 kilohm à 8,2 kilohms afin de régler la fréquence produite.

Le Tableau 25 montre comment changent les valeurs de la fréquence quand on alimente le C/MOS en 5, 12 ou 15 V, quand on utilise un condensateur normalisé de 10 nF et quand on fait varier la valeur de R1 ou du trimmer R2.

Capacité C1 = 10 nF

Tableau 25

R1+R2 en kilohms	Tension d'alimentation 5 volts	12 volts	15 volts
4,7	35,1 kHz	23,4 kHz	21,2 kHz
10	16,5 kHz	11,0 kHz	10,0 kHz
22	7,5 kHz	5,0 kHz	4,5 kHz
47	3,5 kHz	2,3 kHz	2,1 kHz
56	2,9 kHz	1,9 kHz	1,7 kHz
68	2,4 kHz	1,6 kHz	1,4 kHz
82	2,0 kHz	1,3 kHz	1,2 kHz
100	1,6 kHz	1,1 kHz	1,0 kHz
220	0,75 kHz	0,50 kHz	0,45 kHz
470	0,35 kHz	0,23 kHz	0,21 kHz
820	0,20 kHz	0,13 kHz	0,12 kHz

de valeurs différentes, on peut trouver la fréquence en kHz en utilisant les trois formules du Tableau noir de la figure 454.

À la différence de l'oscillateur identique réalisé avec des TTL ou HC/MOS (voir figure 449), cet oscillateur à C/MOS fournit en sortie un signal carré de rapport cyclique 50 %.

L'oscillateur à trois inverseurs C/MOS non déclenchés

Pour réaliser un oscillateur avec un circuit intégré C/MOS 4069 ou équivalent, contenant six inverseurs non déclenchés (voir figure 455), il faut trois inverseurs à relier comme le montre la figure 456.

Avec ce schéma aussi on peut faire varier la fréquence en modifiant les valeurs de R1-R2 ou de C1 ou encore de la tension d'alimentation (plus la tension augmente, plus la fréquence diminue). Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 5 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 630 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 12 V, pour connaître la fréquence produite nous devons utiliser la formule :

kHz = 660 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 15 V, pour connaître la fréquence produite nous devons utiliser la formule :

kHz = 690 : [(R1+R2 en kilohm) x C1 en nF]

Avec tous les circuits intégrés C/MOS la valeur des résistances R1+R2 peut atteindre 820 kilohms.

Le Tableau 26 montre comment changent les valeurs de la fréquence quand on alimente le C/MOS en 5 - 12 - 15 V, quand on utilise un condensateur normalisé de 10 nF et quand on fait varier la valeur de R1 ou du trimmer R2.

Capacité C1 = 10 nF

Tableau 26

R1+R2 en kilohms	Tension d'alimentation 5 volts	12 volts	15 volts
4,7	13,4 kHz	14,0 kHz	14,7 kHz
10	6,30 kHz	6,60 kHz	6,90 kHz
22	2,86 kHz	3,00 kHz	3,13KHz
47	1,34 kHz	1,40 kHz	1,46 kHz
56	1,12 kHz	1,17 kHz	1,23 kHz
68	0,92 kHz	0,97 kHz	1,01 kHz
82	0,76 kHz	0,80 kHz	0,84 kHz
100	0,63 kHz	0,66 kHz	0,69 kHz
220	0,28 kHz	0,30 kHz	0,31 kHz
470	0,13 kHz	0,14 kHz	0,15 kHz
820	0,07 kHz	0,08 kHz	0,08 kHz

Si nous voulons utiliser des condensateurs ou des résistances de valeurs différentes, on peut trouver la fréquence en kHz en utilisant les trois formules du Tableau noir de la figure 457.

L'oscillateur à deux inverseurs C/MOS non déclenchés

Avec un C/MOS 4069, contenant six inverseurs non déclenchés, nous pouvons réaliser un oscillateur avec seulement deux inverseurs (voir figure 459), en mesure de fournir un signal carré de rapport cyclique 50 %. Avec ce schéma aussi on peut faire varier la fréquence en modifiant les valeurs des R1 ou des C1 ou encore la tension d'alimentation (plus la tension augmente, plus la fréquence diminue). Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 5 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 680 : (R1 en kilohm) x C1 en nF

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 12 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 720 : (R1 en kilohm) x C1 en nF

Si nous alimentons l'oscillateur avec une tension de 15 V, pour connaître la fréquence produite, nous devons utiliser la formule :

kHz = 750 : (R1 en kilohm) x C1 en nF

Avec tous les circuits intégrés C/MOS la valeur des R1 peut atteindre 820 kilohms.

Le Tableau 27 montre comment changent les valeurs de la fréquence quand on alimente le C/MOS en 5 - 12 - 15 V, quand on utilise deux condensateurs normalisés de 10 nF et quand on fait varier la valeur de R1.

Capacité C1 = 10 nF

Tableau 27

Valeur R1 en kilohms	Tension d'alimentation 5 volts	12 volts	15 volts
4,7	14,4 kHz	15,3 kHz	15,9 kHz
10	6,80 kHz	7,20 kHz	7,50 kHz
22	3,09 kHz	3,27 kHz	3,40 kHz
47	1,44 kHz	1,53 kHz	1,59 kHz
56	1,21 kHz	1,25 kHz	1,34 kHz
68	1,00 kHz	1,05 kHz	1,10 kHz
82	0,83 kHz	0,85 kHz	0,91 kHz
100	0,68 kHz	0,70 kHz	0,75 kHz
220	0,30 kHz	0,32 kHz	0,34 kHz
470	0,14 kHz	0,15 kHz	0,16 kHz
820	0,08 kHz	0,08 kHz	0,09 kHz

L'oscillateur à NE555

Un oscillateur à signal carré peut être obtenu en utilisant un circuit intégré "timer" NE555, comme le montre la figure 461, pouvant être alimenté avec une tension de 5 V à 18 V.

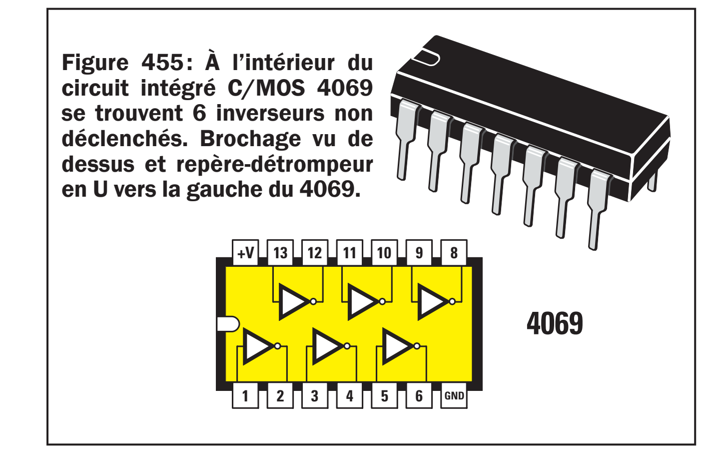


Figure 455 : À l'intérieur du circuit intégré C/MOS 4069 se trouvent 6 inverseurs non déclenchés. Brochage vu de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche du 4069.

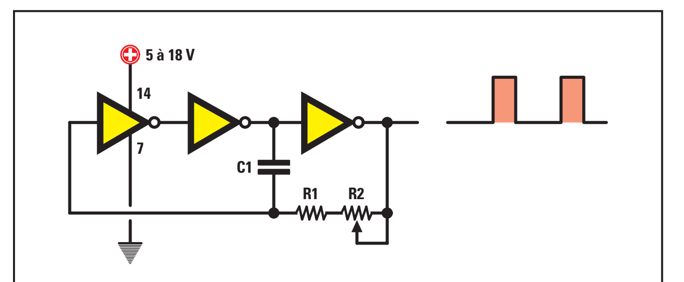


Figure 456 : Schéma électrique d'un oscillateur utilisant trois des inverseurs non déclenchés contenus dans le 4069. La figure 457 donne les formules pour calculer la fréquence en kHz ou la capacité de C1 en nF.

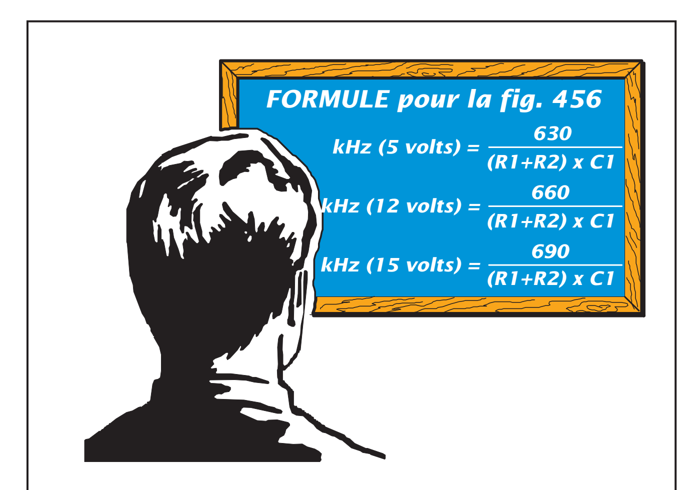


Figure 457 : La valeur de R1 et R2 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

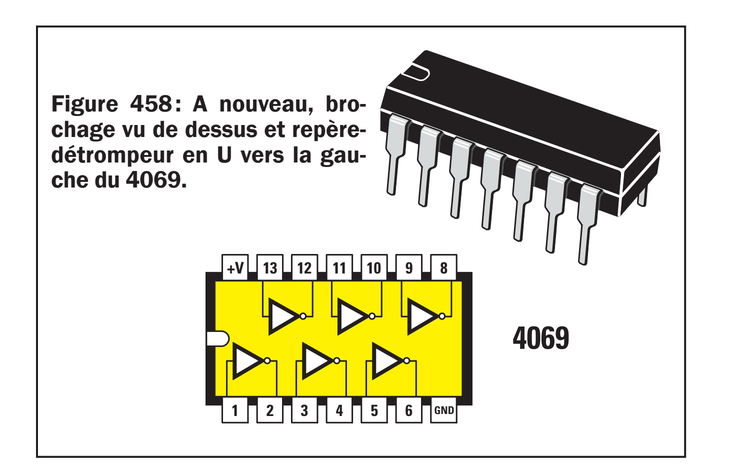


Figure 458 : A nouveau, brochage vu de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche du 4069.

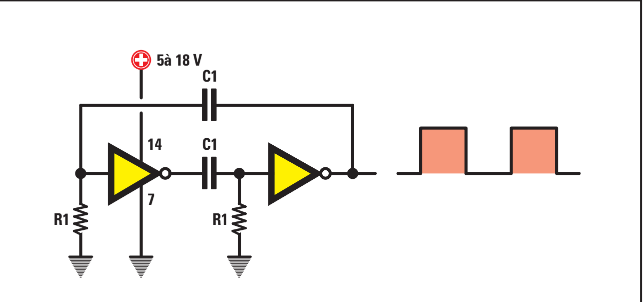


Figure 459 : Avec le C/MOS 4069, contenant six inverseurs non déclenchés, il est possible de réaliser un oscillateur en n'utilisant que deux inverseurs. Dans ce schéma les valeurs des R1, ainsi que la capacité des C1, doivent être identiques.

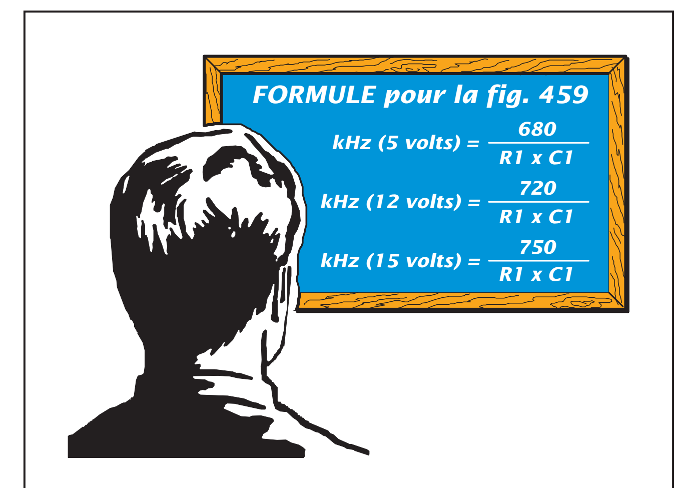


Figure 460 : La valeur des R1 doit être exprimée en kilohm et celle des C1 en nF.

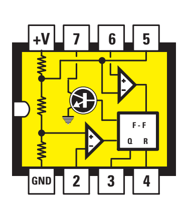


Figure 461 : Avec un NE555 il est possible de réaliser un oscillateur à signaux carrés en mesure de travailler jusqu'à une fréquence maximale d'environ 500 kHz.

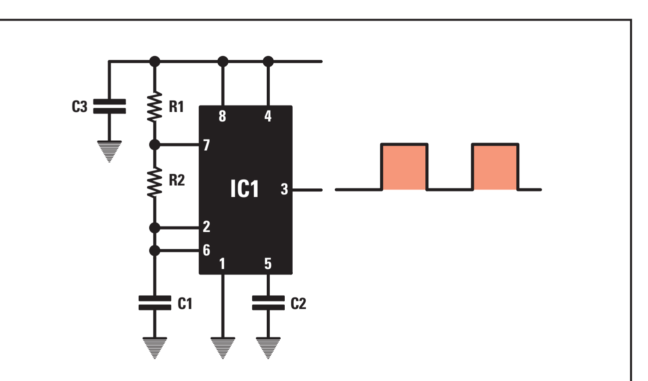


Figure 462 : Schéma électrique d'un oscillateur utilisant le NE555. Dans ce schéma nous ne devons pas utiliser pour R1 une valeur inférieure à 1 kilohm. Pour C2 nous pouvons utiliser une capacité de 10 nF et pour C3 de 100 nF. Figure 463 vous trouvez la formule permettant de calculer la valeur de la fréquence sortant de la broche 3.

Pour faire varier la fréquence avec le schéma de la figure 462, il suffit de faire varier la valeur des R1+R2 ou de C1. Connaissant la valeur de R1+R2 en kilohm et celle de C1 en nF, nous pouvons calculer la fréquence produite à l'aide de la formule :

kHz = 1,44 : [(R1+R2+R2) x C1]

Dans cette formule, on a ajouté deux fois la valeur de R2 reliée entre les broches 7 et 2-6 du NE555. Si l'on réalise un circuit avec ces valeurs :

R1 = 2,2 kilohms
R2 = 4,7 kilohms
C1 = 1 nF

de la broche 3 sort une fréquence de :

1,44 : [(2,2 + 4,7 + 4,7) x 1] = 0,124 kHz, soit 124 Hz.

Pour le NE555 la valeur de la fréquence de sortie ne varie pas avec la tension d'alimentation.

Les oscillateurs à quartz avec des circuits intégrés TTL-HC/MOS-C/MOS

Les circuits intégrés numériques sont utilisés aussi pour faire osciller des quartz jusqu'à une fréquence maximale de 15 MHz. Ces oscillateurs sont normalement employés pour produire des fréquences très stables, indispensables pour réaliser des "timers", horloges, fréquencemètres numériques, etc.

Les oscillateurs numériques font osciller un quartz seulement à sa fréquence fondamentale et donc, si vous mettez en œuvre un quartz "overtone" en troisième ou cinquième harmonique (voir Leçon 37) marqués 27-71-80 MHz, ne vous étonnez pas d'obtenir ces fréquences :

27 : 3 = 9 MHz
(c'est un quartz de 27 MHz en troisième harmonique)

71 : 3 = 23,666 MHz
(c'est un quartz de 71 MHz en troisième harmonique)

80 : 5 = 16 MHz
(c'est un quartz de 80 MHz en cinquième harmonique).

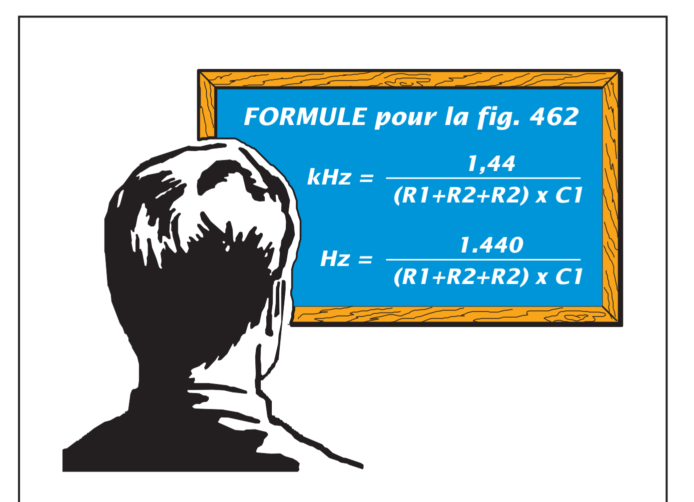


Figure 463 : La valeur de R1 et R2 doit être exprimée en kilohm et la capacité de C1 en nF.

Les circuits intégrés TTL, HC/MOS et C/MOS

Si nous utilisons des TTL, dont le nom commence par 74, ou bien des HC/MOS, commençant par 74HC, nous devons toujours les alimenter avec une tension de 5 V et, comme ils sont très rapides, nous pouvons les faire osciller au-delà de 20 MHz.

Si nous prenons des C/MOS, dont le nom commence par 40 ou 45, nous pouvons les alimenter avec une tension de 5 V minimum jusqu'à 16 ou 18 V maximum, mais étant donné que par rapport aux précédents ils sont plus lents, vous ne pourrez pas dépasser 4 MHz.

En outre, dans les oscillateurs à quartz avec des C/MOS la fréquence du quartz ne change pas, même quand la tension passe de 5 à 16 V.

L'oscillateur à un inverseur HC/MOS

Pour faire osciller un quartz avec un circuit intégré HC/MOS 74HC04 constitué de six inverseurs non déclenchés (voir figure 464), un seul inverseur suffit, comme le montre la figure 466.

Avec ce circuit, on peut faire osciller tout type de quartz jusqu'à une fréquence maximale de 25 MHz.

Le condensateur ajustable C2 de 10/60 pF, monté entre R2 et la masse, sert non seulement à trouver la capacité juste permettant au quartz d'osciller, mais aussi à corriger légèrement la fréquence d'oscillation. Ce HC/MOS est alimenté avec une tension de 5 V.

L'oscillateur à NAND type HC/MOS

Avec un circuit intégré HC/MOS 74HC00 constitué de quatre NAND (voir figure 464), il suffit de relier ensemble les deux entrées pour transformer une porte NAND en une porte inverseur.

En effet, si vous comparez le schéma de la figure 466 avec celui de la figure 467, vous ne trouverez aucune différence. Avec ce circuit on peut faire osciller tout type de quartz jusqu'à une fréquence maximale d'environ 25 MHz.

Le condensateur ajustable C2 de 10/60 pF, monté entre R2 et la masse, sert non seulement à trouver la capacité juste permettant au quartz d'osciller, mais aussi à corriger légèrement la fréquence d'oscillation. Tous les HC/MOS sont alimentés avec une tension stabilisée de 5 V.

L'oscillateur à trois inverseurs TTL

Pour pouvoir faire osciller un quartz avec un TTL SN7404 ou équivalent, contenant six inverseurs non déclenchés (voir figure 464), nous devons utiliser trois inverseurs reliés comme le montre la figure 468.

Avec ce circuit, on peut faire osciller tout quartz jusqu'à une fréquence maximale de 15 MHz environ. Si un quartz se fait un peu prier pour osciller, il suffit de réduire la valeur des R1-R2 de 680 à 560 ohms.

Les circuits intégrés TTL sont toujours alimentés en 5 V.

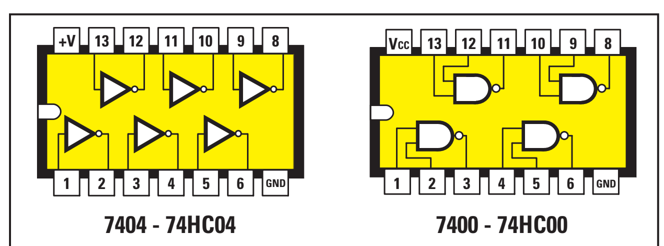


Figure 464 : Brochages vus de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche des circuits intégrés TTL et HC/MOS. Ces circuits intégrés sont alimentés avec une tension stabilisée de 5 V.

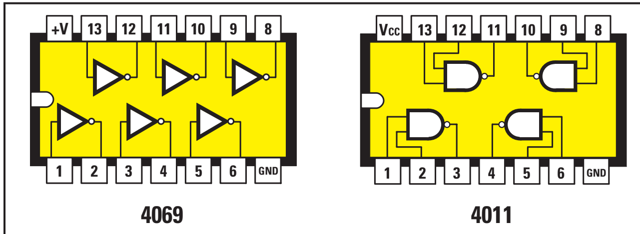


Figure 465 : Brochages vus de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche des circuits intégrés C/MOS. Ces circuits intégrés peuvent être alimentés avec une tension comprise entre 5 V et 18 V.

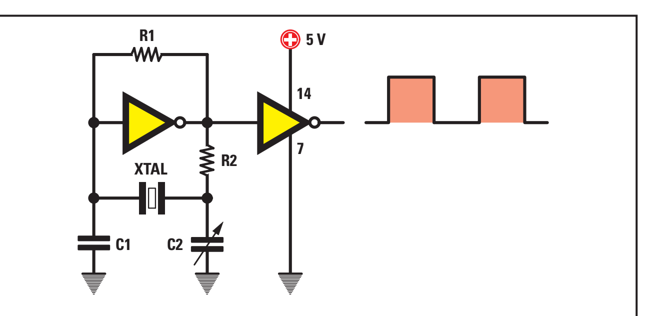


Figure 466 : En utilisant un seul inverseur HC/MOS 74HC04 nous pouvons faire osciller n'importe quel quartz en utilisant ce schéma. Si vous utilisez un TTL 7404 le circuit ne fonctionne pas.

R1....... 4,7 MΩ
R2....... 3,3 kΩ
C1....... 33 pF céramique
C2....... 10/60 pF condensateur ajustable

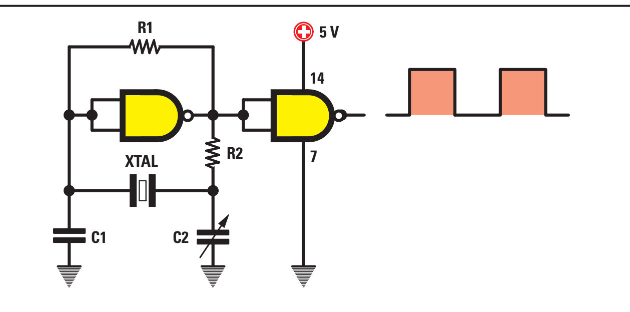


Figure 467 : En reliant ensemble les deux entrées d'un NAND HC/MOS 74HC00, nous le transformons en un inverseur, par conséquent ce schéma est identique à celui de la figure 466. Si vous utilisez un TTL 7400 le circuit ne fonctionne pas.

R1...... 4,7 MΩ
R2...... 3,3 kΩ
C1...... 33 pF céramique
C2...... 10/60 pF condensateur ajustable

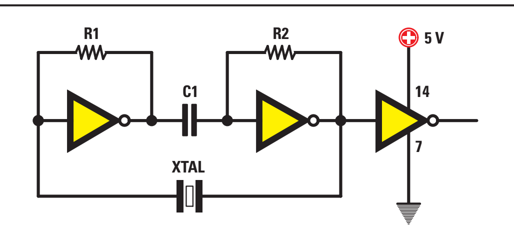
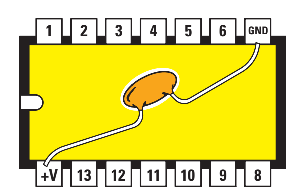


Figure 468: Pour faire osciller un quartz avec un TTL 7404 vous devez utiliser deux des inverseurs contenus, en les reliant comme le montre la figure.

R1...... 680 Ω
R2...... 680 Ω
C1...... 10 nF céramique



INTÉGRÉ VU DE DESSOUS

Figure 471: Dans tout oscillateur utilisant des circuits intégrés numériques, qu'ils soient des TTL, HC/MOS ou C/MOS, nous devons toujours appliquer entre la broche Vcc et la broche GND un condensateur céramique de 10 nF ou 47 nF ou 100 nF de façon à éliminer toutes les perturbations parasites produites à l'intérieur du circuit intégré par les commutations des niveaux logiques.

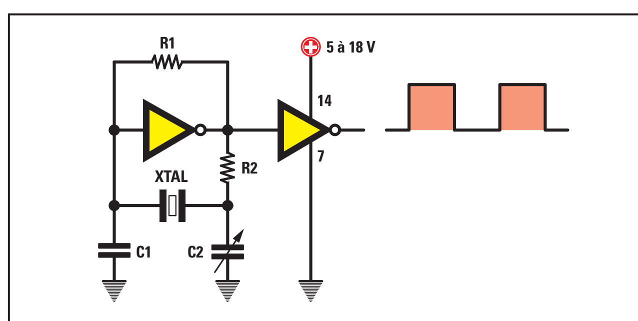


Figure 469: En utilisant un C/MOS 4069 nous pouvons faire osciller n'importe quel quartz en mettant en œuvre un seul inverseur. Par rapport au schéma de la figure 466 nous devons seulement diminuer la valeur de R1.

R1....... 1 à 1,2 MΩ
R2....... 2,7 kΩ
C1....... 33 pF céramique
C2....... 10/60 pF condensateur ajustable

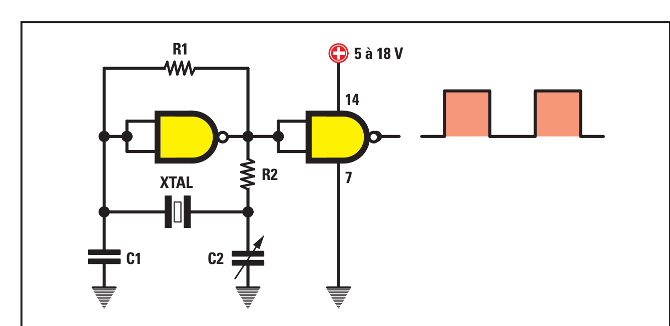


Figure 470: En reliant ensemble les deux entrées d'un NAND C/MOS 4011, nous le transformons en un inverseur, par conséquent ce schéma est identique à celui de la figure 469.

R1....... 1 à 1,2 MΩ
R2....... 2,7 kΩ
C1....... 33 pF céramique
C2....... 10/60 pF condensateur ajustable

L'oscillateur à inverseur C/MOS

Pour réaliser un oscillateur avec un C/MOS 4069, constitué de six inverseurs non déclenchés (voir figure 465), nous pouvons exploiter le schéma de la figure 469 en modifiant la valeur de R1, qui passe de 4,7 mégohms à 1,2 ou 1 mégohm. Toutefois ces oscillateurs C/MOS ne dépassent pas 4 MHz. Les circuits intégrés C/MOS s'alimentent de 5 V au minimum à 18 V au maximum.

L'oscillateur à NAND type C/MOS

Si l'on relie ensemble les deux entrées d'un circuit intégré C/MOS 4011, constitué de quatre NAND (voir figure 465), nous transformons les portes NAND en une porte inverseur.

En effet, si vous comparez le schéma de la figure 470 avec celui de la figure 471, vous ne verrez aucune différence. Les oscillateurs à C/MOS ne peuvent faire osciller un quartz qu'à une fréquence inférieure à 4 MHz. Ils peuvent être alimentés de 5 V à 18 V.

Les derniers conseils

Dans tous les circuits utilisant des circuits intégrés numériques, il est bon d'appliquer entre la broche positive d'alimentation Vcc et la broche de masse GND un condensateur destiné à éliminer les perturbations parasites dues aux commutations des niveaux logiques sur les sorties des portes.

Ce condensateur, de 10, 47 ou 100 nF, est à souder le plus près possible des pistes de cuivre ou pastilles partant du support lui-même.

La tolérance des quartz

Même les quartz, comme les autres composants, ont des tolérances et, même si elles sont tout à fait dérisoires, cela empêchera de prélever à la sortie une fréquence exacte. Par conséquent ne vous étonnez pas si un quartz de 10 MHz n'oscille pas sur 10 000 000 Hz, mais plutôt sur 9 999 800 Hz ou 10 000 500 Hz.

Outre leur tolérance, les quartz sont influencés par la température: si elle augmente, la fréquence diminue d'environ 0,003 % par degré, si la température diminue, la fréquence augmente d'environ 0,003 % par degré. Le condensateur ajustable inséré dans tous les oscillateurs à quartz permet de corriger les petites tolérances de quelques centaines de Hz.

Conclusion

Au cours de la deuxième partie de cette Leçon nous vous expliquerons comment construire un convertisseur 27 MHz permettant d'écouter la CB sur un récepteur superhétérodyne ondes moyennes. ◆

NOTES

Comment convertir la gamme des 27 MHz sur les ondes moyennes ?

Les oscillateurs numériques

deuxième partie : mise en pratique

La CB (prononcez CiBi, ce qui signifie Citizen Band ou bande populaire) est une bande fort intéressante à écouter. Les jours de bonne propagation des ondes, on y entend des stations lointaines. Pour la recevoir, il vous faut disposer d'un récepteur pour ondes courtes en mesure de se syntoniser sur les fréquences comprises entre 26,9 et 27,4 MHz. Afin de ne pas vous faire acheter un tel récepteur ou un transceiver* CB, aujourd'hui, nous allons vous enseigner comment transformer un quelconque récepteur superhétérodyne pour ondes moyennes en un sensible récepteur pour CB, en lui appliquant, en externe (c'est-à-dire sans toucher à l'électronique de votre récepteur proprement dit), un circuit appelé convertisseur. Après l'avoir réalisé, vous découvrirez, qu'en vous syntonisant sur les fréquences 600 - 1 100 kHz, vous pourrez écouter tous les émetteurs CB que recevra votre antenne.



Précisons immédiatement que le moment les plus propices à l'écoute des fréquences CB, est le soir ou bien les jours de vacances, parce que le jour, de nombreux amateurs sont "au travail".

Si à quelques dizaines de kilomètre de votre domicile passe une autoroute, vous pourrez écouter également les routiers utilisateurs de CB, qui communiquent entre eux durant leur voyage.

Evidemment, ce convertisseur vous servira aussi pour écouter le signal de votre émetteur, mais pour cela, nous vous conseillons de ne pas avoir le récepteur dans la même pièce, car si vous augmentez légèrement le volume, vous entendrez un fort sifflement, causé par le microphone, qui en amplifiant le signal émis par le haut-parleur, génère une réaction (connue sous le nom d'effet Larsen).

Convertir le 27 MHz sur les ondes moyennes

Si vous savez comment fonctionne un récepteur superhétérodyne, vous savez déjà qu'en mélangeant deux fréquences différentes, on arrive à en obtenir une troisième d'une valeur complètement différente.

Pour convertir les fréquences CB sur la gamme des ondes moyennes, on utilise le même principe, celui du superhétérodyne, pour cela, on mélange la fréquence captée avec un signal prélevé d'un oscillateur interne, de façon à obtenir une troisième fréquence, qui soit comprise dans la gamme des 500 à 1 600 kHz.

Pour expliquer comment fonctionne ce convertisseur, à la figure 472, nous vous proposons un schéma électrique théorique.

* ***Transceiver*** *: Contraction de l'anglais transmitter-receiver. Emetteur-récepteur dont un certain nombre de circuits sont communs.*

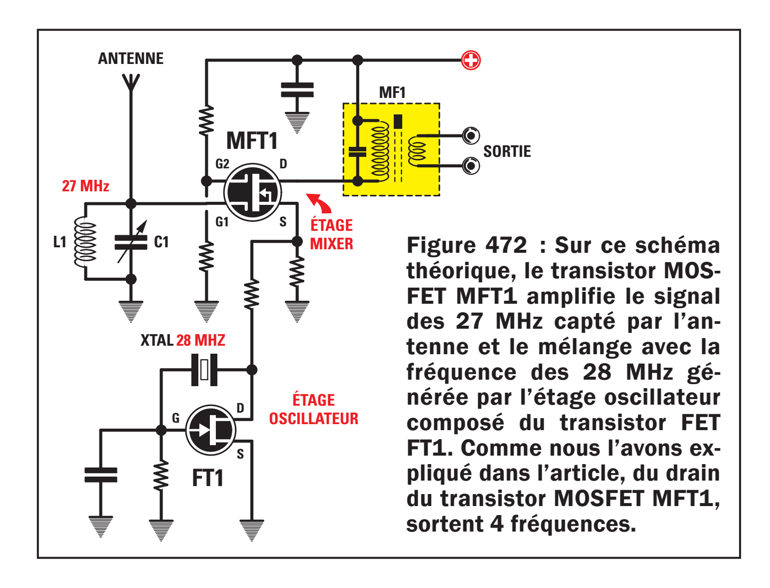


Figure 472 : Sur ce schéma théorique, le transistor MOSFET MFT1 amplifie le signal des 27 MHz capté par l'antenne et le mélange avec la fréquence des 28 MHz générée par l'étage oscillateur composé du transistor FET FT1. Comme nous l'avons expliqué dans l'article, du drain du transistor MOSFET MFT1, sortent 4 fréquences.

TABLEAU 28

Fréquence Oscillateur F2	Fréquence à reçevoir F1	Fréquence de conversion F2 - F1
28 000 kHz	26 900 kHz	1 100 kHz
28 000 kHz	26 950 kHz	1 050 kHz
28 000 kHz	27 000 kHz	1 000 kHz
28 000 kHz	27 050 kHz	950 kHz
28 000 kHz	27 100 kHz	900 kHz
28 000 kHz	27 150 kHz	850 kHz
28 000 kHz	27 200 kHz	800 kHz
28 000 kHz	27 250 kHz	750 kHz
28 000 kHz	27 300 kHz	700 kHz
28 000 kHz	27 350 kHz	650 kHz
28 000 kHz	27 400 kHz	600 kHz

Le premier transistor MOSFET, référencé MFT1, procède à l'amplification du signal des 27 MHz capté par l'antenne.

Du fait que sur la source de ce MOSFET est appliqué une fréquence de 28 MHz prélevée de l'étage oscillateur, sur sa broche de sortie, le drain, nous aurons disponibles, les quatre fréquences suivantes :

F1 = la fréquence des 27 MHz, syntonisée par la bobine L1 et par le condensateur C1.

F2 = la fréquence des 28 MHz, générée par le quartz XTAL, placé sur l'étage oscillateur FT1.

F3 = la fréquence obtenue de la somme de F1 + F2, donc 27 + 28 = 55 MHz.

F4 = la fréquence obtenue de la soustraction F2 - F1, donc 28 - 27 = 1 MHz.

Comme dans le circuit de drain du MOSFET MFT1 est insérée une moyenne fréquence MF1, qui s'accorde sur une bande comprise entre 0,6 et 1,1 MHz, de son secondaire, seule la fréquence F4 est prélevée, obtenue par la soustraction F2 - F1.

Toutes les autres fréquences, donc les 27, 28 et 55 MHz, sont automatiquement ignorées et écartées.

Nous avons toujours affirmé que l'oscillateur d'un superhétérodyne doit générer une fréquence supérieure, par rapport à celle de syntonisation, de manière à obtenir de leur différence, une fréquence fixe qui peut être de 455 kHz ou bien de 10,7 MHz.

Ainsi, si nous faisons varier la fréquence de syntonisation d'un superhétérodyne, nous devons également faire varier la fréquence de l'oscillateur local.

Si nous observons attentivement le schéma de la figure 472, on peut noter que la fréquence de l'oscillateur de ce convertisseur demeure toujours fixe sur la valeur de 28 MHz (voir XTAL).

La fréquence de l'oscillateur local étant donc fixe, pour convertir la fréquence captée en une troisième fréquence, il est nécessaire de faire varier la fréquence de la bobine MF1.

Ainsi, si nous syntonisons le récepteur ondes moyennes sur 600 kHz, pour savoir quelle sur fréquence nous sommes syntonisés, nous devons soustraire ce nombre aux 28 000 kHz du quartz.

28 000 – 600 – 27 400 kHz

De ce fait, si nous captons un émetteur CB en syntonisant le récepteur ondes moyennes sur la fréquence de 1 000 kHz, nous saurons que celui-ci transmet sur :

28 000 - 1 000 = 27 000 kHz

Ainsi, en faisant varier l'accord du récepteur ondes moyennes de 600 kHz jusqu'à 1 100 kHz, nous réussirons à écouter tous les émetteurs CB locaux.

En pratique, l'utilisation de ce convertisseur nous permet d'avoir à notre disposition un récepteur superhétérodyne à double conversion (double changement de fréquence).

En fait, la première conversion est exécutée par le convertisseur, qui procède à la conversion de toutes les fréquences des 26 900 à 27 400 kHz en une valeur de moyenne fréquence comprise entre 600 et 1 100 kHz.

La seconde conversion est exécutée par le récepteur ondes moyennes, qui procède à la conversion des fréquences comprises entre 600 et 1 100 kHz sur la valeur de la moyenne fréquence, normalement égale à 455 kHz.

Le schéma électrique

Passons du schéma théorique de la figure 472, au schéma définitif donné en figure 474.

On peut noter que, pour cette réalisation, un transistor FET type J310 (voir FT1) et un circuit intégré NE602 (voir IC1) ont été utilisés.

Le NE602 est équipé d'un étage préamplificateur, d'un étage oscillateur et d'un étage mélangeur (voir figure 473).

Le premier transistor FT1 est utilisé comme étage préamplificateur HF avec gate à la masse, pour avoir sur sa source, une valeur d'impédance qui se situe normalement autour de 50 à 70 ohms.

Le signal capté par l'antenne, avant d'atteindre l'entrée source, passe à travers un filtre passe-bande (voir JAF1-JAF2), qui permet de laisser passer seulement les fréquences des 26-28 MHz.

Liste des composants

R1	68 Ω
R2	100 Ω
R3	470 Ω
R4	10 kΩ
C1	33 pF céramique
C2	220 pF céramique
C3	2,2 pF céramique
C4	33 pF céramique
C5	220 pF céramique
C6	1 nF céramique
C7	47 pF céramique
C8	100 pF céramique
C9	100 nF céramique
C10	100 nF céramique
C11	100 nF céramique
C12	10 µF électrolytique
C13	22 pF céramique
C14	1 nF céramique
C15	47 pF céramique
C16	100 pF céramique
C17	47 µF électrolytique
C18	100 nF polyester
C19	100 pF céramique
JAF1	Self 1 µH
JAF2	Self 1 µH
JAF3	Self 47 µH
JAF4	Self 1 µH
JAF5	Self 1 µH
XTAL	Quartz 28 MHz
MF1	MF 455 kHz (rose)
DS1	Diode 1N4007
DZ1	Zener 5,6 V 1/2 W
FT1	FET J310
IC1	Intégré NE602

Toutes les fréquences inférieures à 26 MHz ou supérieure à 28 MHz, ne seront pas amplifiées, car elles ne parviendront pas à rejoindre la source du transistor FET.

En observant le schéma électrique de la figure 474, on peut noter qu'en parallèle à la bobine JAF1 du premier filtre, nous trouvons, reliées en série, une capacité de 33 pF (voir C1) avec une capacité de 220 pF (voir C2).

Ces deux capacités de 33 pF et de 220 pF, servent seulement pour adapter la haute impédance du circuit d'accord, qui se situe aux alentours de 3 000 ohms, avec la basse impédance de l'antenne, qui normalement se situe aux alentours de 50 à 52 ohms.

Pour déterminer la valeur de C1-C2, il faut avoir recours à ces simples opérations :

1° opération - Calculer quelle capacité il faut appliquer en parallèle à la bobine JAF1 d'une valeur de 1 microhenry, pour pouvoir l'accorder sur la fréquence centrale de 27 MHz, en utilisant cette formule :

pF =
25 300 : (MHz x MHz x microhenry)

La numérisation de cette formule avec les valeurs connues donne :

25 300 : (27 x 27 x 1) =
34,7 picofarads

Ceci serait la valeur de la capacité à placer en parallèle à la bobine JAF1, pour pouvoir l'accorder sur la fréquence centrale de 27 MHz.

2° opération - Sachant que l'impédance aux extrémités de la bobine est d'environ 3 000 ohms, pour pouvoir l'adapter sur la valeur de 50-52 ohms de l'antenne, il faut réaliser un diviseur capacitif ; pour calculer la valeur des deux condensateurs C1 et C2, nous devons d'abord connaître quel rapport existe entre eux en utilisant la formule suivante :

Rapport C1-C2 = $\sqrt{(3\,000 : 51)} - 1$

comme première opération, nous extrayons la racine carrée, puis nous soustrayons 1

$\sqrt{(3\,000 : 51)} - 1 =$
6,669 rapport C1-C2

3° opération - Sachant que pour accorder la bobine JAF1 sur 27 MHz il faut appliquer à ces extrémités une capacité de 34,7 pF, maintenant que nous connaissons le rapport qui doit exister entre ces deux capacités, nous pouvons calculer la valeur du condensateur C2, en utilisant la formule :

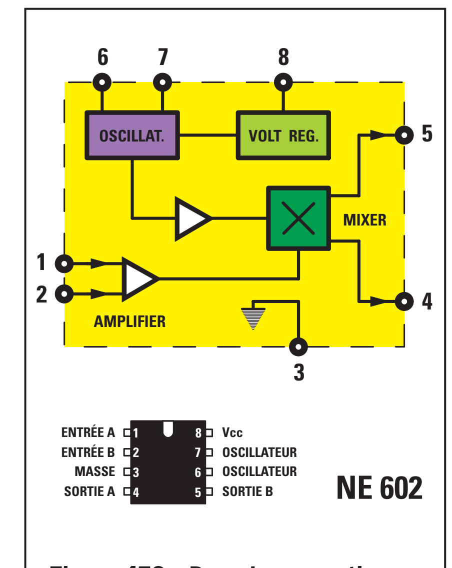


Figure 473 : Dans le convertisseur de la figure 474, nous avons utilisé le circuit intégré NE602 comme étage oscillateur et mélangeur.

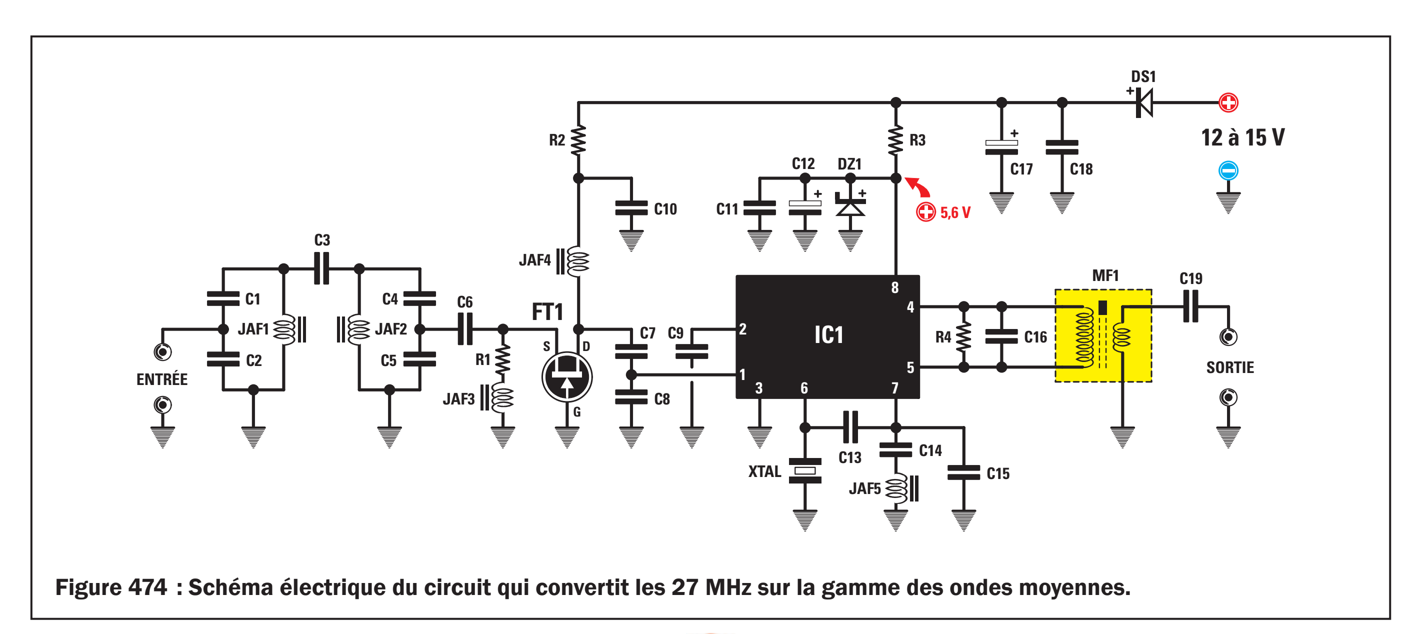


Figure 474 : Schéma électrique du circuit qui convertit les 27 MHz sur la gamme des ondes moyennes.

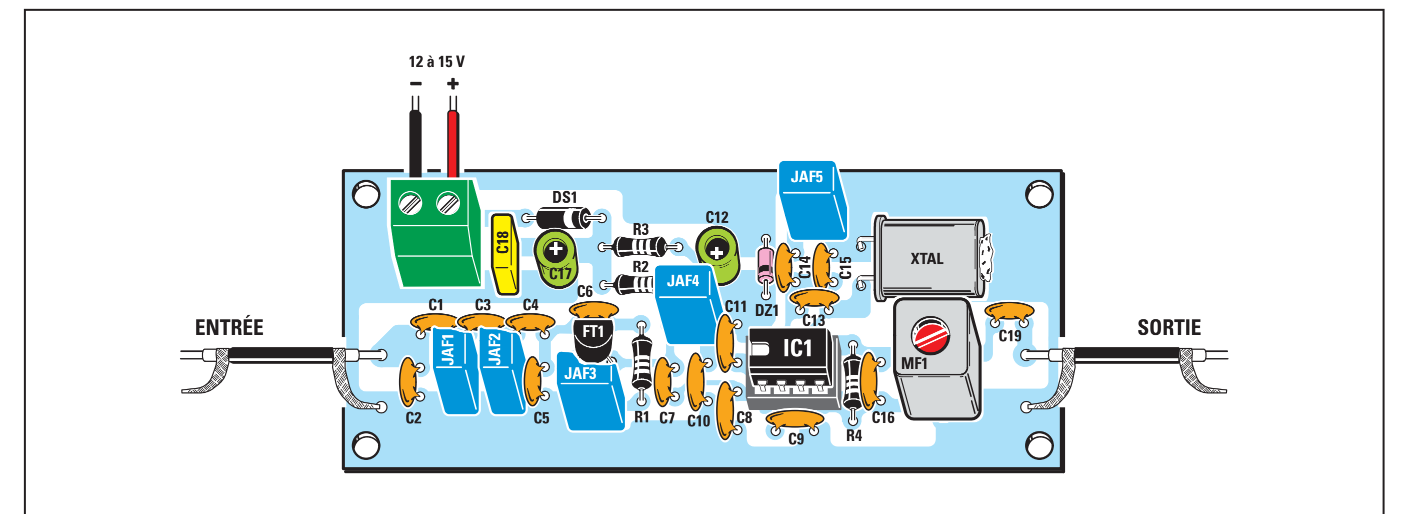


Figure 475a : Schéma d'implantation des composants du convertisseur 27 MHz / ondes moyennes. Le circuit imprimé est un double face dont la face composants forme blindage. Tous les composants allants à la masse doivent être soudés des deux côtés. Le circuit professionnel est à trous métallisés et il est sérigraphié.

C2 en pF =
capacité de C1 x rapport

Ainsi, pour C2, nous devrons utiliser un condensateur de :

34,7 x 6,669 = 231,41 pF

Du fait que les valeurs calculées de C1 et de C2 ne sont aucunement standards, nous choisirons les valeurs les plus proches, ainsi, pour C1, 33 pF feront l'affaire, quant à C2, nous prendrons 220 pF.

La formule pour connaître la capacité des deux condensateurs C1 et C2 reliés en série est la suivante :

capacité = (C1 x C2) (C1 + C2)

(33 x 220) : (33 + 220) = 28,69 pF

En appliquant en parallèle à la bobine JAF1 une capacité de 28,69 pF, ce circuit devrait se syntoniser, en théorie, sur la fréquence de :

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{picofarads x microhenry}}$$

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{28{,}69 \times 1} = 29{,}68 \text{ MHz}$$

Avec ce calcul théorique, on trouve toujours une fréquence plus haute que celle réelle, car on ne prend jamais en compte les capacités parasites du circuit imprimé, la tolérance des composants ou tout au moins celle du condensateur C3 qui permet de transférer le signal de la bobine JAF1 à la bobine JAF2.

Mais nous pouvons toutefois vous assurer que ce filtre passe-bande laissera passer les seules fréquences comprises entre 26 MHz et 28 MHz.

Poursuivant le fil de notre description, après le filtre JAF1-C1-C2, nous en trouvons un second, toujours accordé sur 27 MHz, composé de l'impédance JAF2 et des deux condensateurs C4-C5.

De la jonction de C4 et C5, nous prélevons, à travers le condensateur C6, un signal basse impédance que nous pouvons appliquer sur la source du transistor FET FT1, pour qu'il soit amplifié.

Le signal amplifié qui sort du drain du transistor FT1 est de nouveau syntonisé sur la fréquence centrale de 27 MHz par l'impédance JAF4 et par les deux condensateurs C7-C8.

De la jonction des deux condensateurs C7-C8, le signal est transféré sur la broche d'entrée 1 d'IC1, pour être amplifié et mélangé avec le signal RF généré par le quartz de 28 MHz (XTAL), relié entre la broche 6 et la masse.

La self JAF5 de 1 microhenry reliée, à travers le condensateur C14, à la

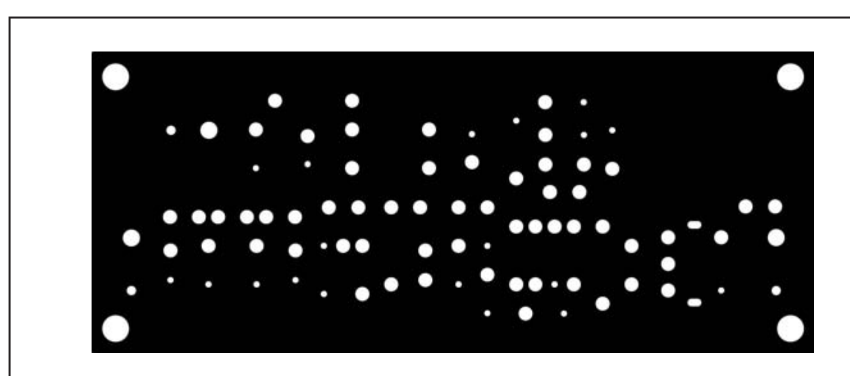


Figure 475b-1 : Dessin, à l'échelle 1 du circuit imprimé, côté composants.

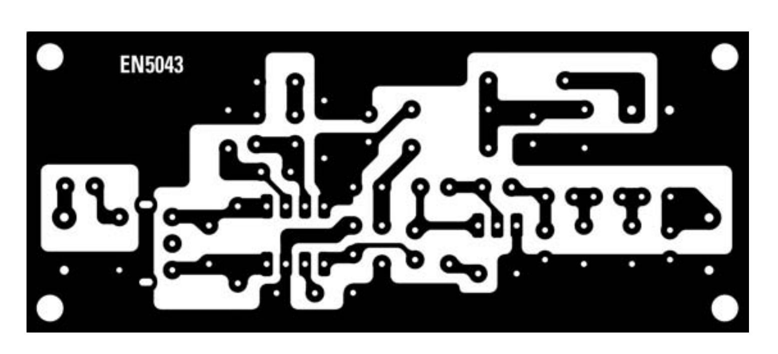


Figure 475b-2 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé, côté soudures.

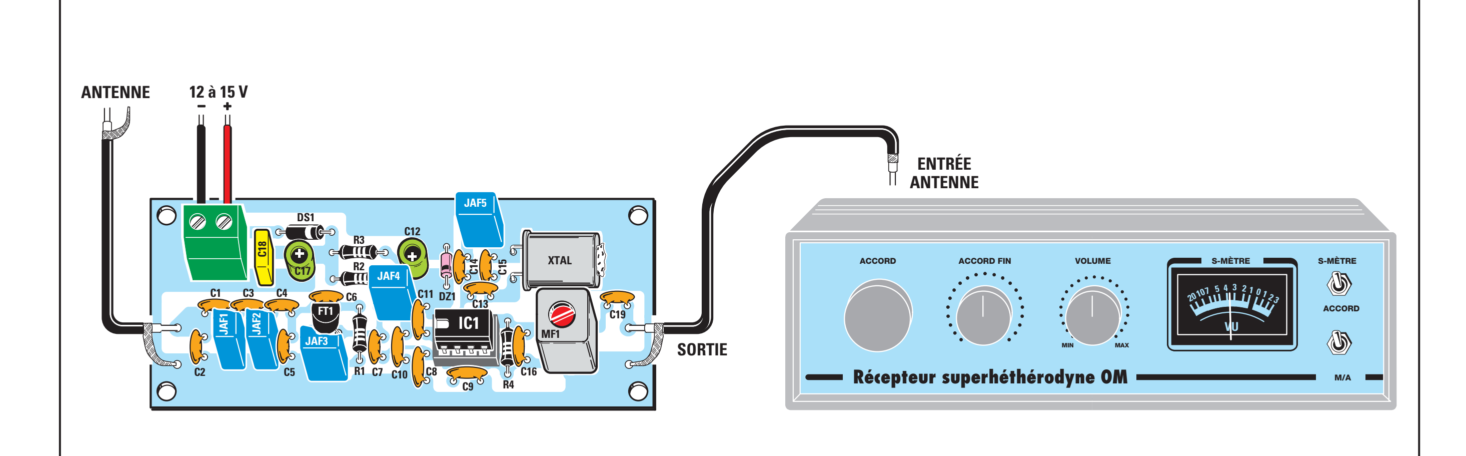


Figure 476 : La sortie du convertisseur est appliquée sur la prise antenne et terre d'un quelconque récepteur superhétérodyne capable de recevoir les ondes moyennes. Sur la prise antenne du convertisseur, vous devez connecter le câble coaxial d'un dipôle taillé pour les 27 MHz, à défaut, un long fil fera également l'affaire aux pertes près.

broche 7 d'IC1, sert pour faire osciller le quartz sur 28 MHz.

Les fréquences CB déjà converties sur les ondes moyennes sont prélevées des broches 4 et 5 d'IC1, de ce fait, à ces broches, il est nécessaire de relier le primaire d'une bobine (voir MF1) qui permet de s'accorder sur la fréquence centrale de 850 kHz.

Pour élargir la bande passante de cette MF1 de façon quelle puisse faire passer toutes les fréquences comprises entre 600 et 1 100 kHz, il faut appliquer une résistance de 10 000 ohms en parallèle à son enroulement primaire (voir R4).

Sur le secondaire de cette bobine MF1, nous prélevons le signal converti et par l'intermédiaire d'un câble coaxial blindé, nous l'appliquons sur la prise antenne et sur la masse d'un quelconque récepteur superhétérodyne capable de recevoir les ondes moyennes (voir figure 476).

Pour alimenter ce convertisseur, il faut une tension stabilisée comprise entre 12 et 15 volts, que nous pouvons prélever d'une alimentation telle que la EN5004 décrite dans la leçon 7 du Cours.

La diode DS1 connectée en série à la tension positive d'entrée, sert pour protéger le circuit intégré et le transistor FET, dans le cas où par inadvertance, nous relierions le fil négatif au bornier positif.

Comme le NE602 doit être alimenté par une tension qui ne doit en aucun cas dépasser 6 volts, nous l'abaissons à 5,6 volts grâce à la diode zener DZ1 et à la résistance R3 de 470 ohms.

La réalisation pratique

Tous les composants sont montés sur le circuit imprimé donné en figure 475b et disposés selon le schéma pratique de câblage de la figure 475a.

Même si ce montage ne présente aucune difficulté, pour éviter le risque d'insuccès, cherchez toujours à obtenir des soudures parfaites en utilisant de la soudure à l'étain 60/40.

Commencez le montage en insérant sur le circuit imprimé le support du circuit intégré IC1. Après avoir soudé ses huit broches sur les pistes de cuivre, vous pouvez insérer les résistances, la diode au silicium DS1 en boîtier plastique, en orientant vers la droite le côté de son corps marqué d'une bague, puis la diode zener DZ1 en boîtier en verre, en orientant vers IC1 le côté marqué par un anneau (voir figure 475a).

Poursuivons le montage par le soudage des condensateurs céramique.

Vous pouvez ensuite insérer le condensateur polyester référencé C18 et les deux condensateurs électrolytiques C12 et C17, en respectant la polarité +/– de leurs pattes. Rappelons une fois encore, que la patte la plus longue est la patte du pôle positif et la plus courte le négatif.

Continuez en montant toutes les selfs JAF1, JAF2, JAF4 et JAF5 d'une valeur de 1 microhenry et marquées 1, puis, au-dessous du transistor FT1, la self JAF3 de 47 microhenrys, marquée 47.

Montez aussi le transistor FET FT1, à une distance d'environ 5 mm du circuit imprimé et en orientant la partie plate de son boîtier vers le condensateur céramique C6.

Pour compléter le montage, soudez le quartz XTAL, la MF1, le bornier pour permettre l'alimentation du montage et insérez le circuit intégré IC1 dans son support en orientant son repère de positionnement en forme de "U" vers le transistor FT1.

La liaison au récepteur

Le câble blindé relié aux deux points de sortie situés sur la droite du montage sera raccordé au récepteur onde moyennes.

Si, comme antenne réceptrice, vous utilisez un dipôle ou un fouet, connectez le câble coaxial utilisé sur les deux points d'entrée situés à gauche.

N'inversez évidemment pas âme et masse.

En remplacement de l'antenne dipôle, vous pouvez également utiliser un long fil de cuivre relié à l'extérieur de la maison. Dans ce cas, il est fortement recommandé de raccorder la masse du montage à la terre.

Dès que vous capterez un émetteur CB, vous devrez tourner le noyau de la MF1 jusqu'à obtenir le signal le plus fort possible (réglage de la sensibilité). ◆

NOTES

Construction de deux temporisateurs à NE555

Les oscillateurs numériques

troisième partie: mise en pratique



Nous allons voir, dans ce troisième volet de la Leçon, comment concevoir un temporisateur ("timer") et, pour ce faire, vous donner toutes les formules permettant de calculer la fréquence et les durées en secondes, minutes et heures. En effet, pour un débutant, la difficulté consiste à comprendre pourquoi les temps sont toujours divisés par deux.

Le premier temporisateur

Le premier temporisateur, figure 477, utilise un circuit intégré "timer" IC1 NE555 suivi d'un diviseur IC2 4020.

Si l'on presse le poussoir P1, on fournit une tension au temporisateur et, instantanément, C7 envoie une impulsion positive sur la broche 11 de IC2, ce qui le réinitialise. Avant que IC2 ne soit réinitialisé, la broche de sortie 3 est au niveau logique 1 (voir figure 480) et, au moment précis du "reset", cette broche passe au niveau logique 0 (voir figure 479): par conséquent elle court-circuite à la masse R5 appliquée à la base du PNP TR1. R5 étant à la masse, le PNP se met tout de suite à conduire et alimente le relais relié à son collecteur.

Le relais étant excité, la tension positive de 12 V passe à travers les contacts du relais (voir figure 479) et non plus à travers P1. Le relais ne se relaxe que lorsque la broche 3 de IC2 passe au niveau logique 1 (voir figure 480) car, si nous relions R5 au positif d'alimentation, le PNP TR1, ne pouvant conduire, coupe la tension d'alimentation du relais.

La durée d'excitation du relais dépend de la valeur de R1, R2 et R3 et de celle de C1-C2 ou C3-C4 reliés aux

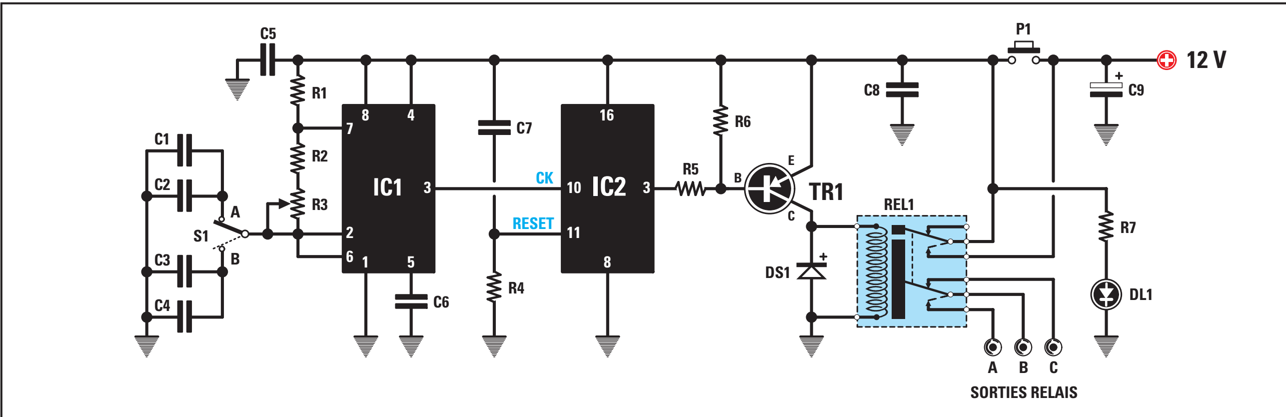


Figure 477 : Schéma électrique du premier temporisateur. Quand on met S1 sur A, le relais reste excité de 1 à 12 minutes environ. S1 sur B de 10 minutes à 2 heures environ.

broches 7, 2 et 6 de IC1 et du facteur de division de IC2. Si nous plaçons le levier de l'inverseur S1 vers C1-C2 et si nous tournons l'axe du potentiomètre R3 d'un bout à l'autre, nous pouvons maintenir le relais excité pendant une durée de 59 secondes (minimum) à environ 12 minutes (maximum).

Si nous mettons le levier de S1 vers C3-C4 et si nous tournons le potentiomètre R3 d'un extrême à l'autre, nous pouvons maintenir le relais excité pendant une durée de 9 minutes et 52 secondes, soit environ 10 minutes (minimum) à 2 heures et 5 minutes (maximum).

Le calcul de la durée en secondes

La formule pour calculer la durée d'excitation du relais en secondes est :

secondes =
(1 : Hz) x (facteur de division : 2)

La fréquence en Hz est celle prélevée sur la broche 3 de IC1 NE555 et le facteur de division de IC2 4020. Si, par exemple, IC1 produit une fréquence de 11 Hz et si IC2 la divise par 16 384, le relais demeure excité pendant :

(1 : 11) x (16 384 : 2) =
744,72 secondes

Pour savoir à combien de minutes cela correspond, il est nécessaire de diviser ce nombre par 60 (puisqu'une minute fait 60 secondes) :

744,72 : 60 = 12,41 minutes

Soit 12 minutes et 0,41 minute, soit 41 centièmes de minute, à convertir en secondes, ce qui fait :

0,41 x 60 = 24 secondes

Donc le relais demeure excité pendant 12 minutes et 24 secondes.

Le calcul de la fréquence

Pour calculer la durée en secondes, nous devons avant tout savoir quelle fréquence en Hz sort de la broche 3 de IC1, et pour la trouver, effectuons une première opération :

valeur RC =
(R1 + R2 + R2 + R3 + R3) x
(C1 + C2)

Note : *dans la formule les valeurs de R2 et R3, reliées entre les broches 7 et 2-6 de IC1 NE555, sont doublées.*

Connaissant la valeur RC, effectuons une seconde opération :

fréquence en Hz = 1 440 : valeur RC

Note : *les valeurs des résistances à insérer dans la formule du calcul de RC sont en kilohm, celles de condensateurs en µF (1 µF = 1 000 nF = 1 000 000 pF).*

Liste des composants EN5044

R1 .... 2,7 kΩ
R2 .... 39 kΩ
R3 .... 470 kΩ pot. lin.
R4 .... 1 MΩ
R5 .... 6,8 kΩ
R6 .... 12 kΩ
R7 .... 820 Ω
C1.............. 82 nF polyester
C2.............. 47 nF polyester
C3.............. 820 nF polyester
C4.............. 470 nF polyester
C5.............. 100 nF polyester
C6.............. 10 nF polyester
C7.............. 100 nF polyester
C8.............. 100 nF polyester
C9.............. 470 µF électrolytique
DS1 .... diode 1N4007
DL1 .... LED
TR1............. PNP BC327 ou BC328
IC1............. intégré NE555
IC2............. CMOS 4020
P1............... poussoir
S1............... inverseur 1 c.
REL1 .... relais 12 V 2 RT

Sauf spécification contraire, toutes les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

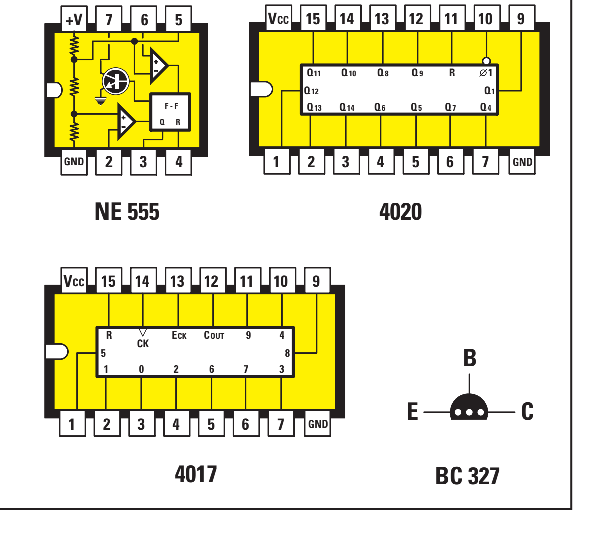


Figure 478 : Brochages du NE555, du 4020 et du 4017 vus de dessus et repère-détrompeur en U vers la gauche et du PNP BC327 vu de dessous et méplat vers le bas. Le 4017, un diviseur par 10, est utilisé seul dans le temporisateur de la figure 484.

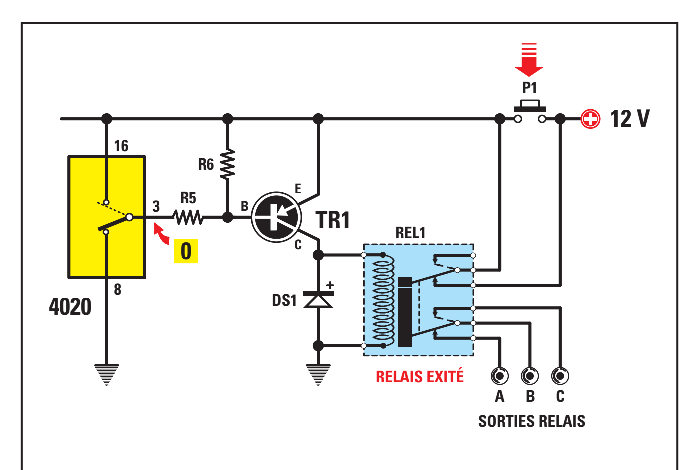


Figure 479: P1 pressé, la tension 12 Vcc alimente le temporisateur. La broche de sortie 3 du 4020, au niveau logique 1 au repos, passe au niveau logique 0 quand R5 va à la masse. Le PNP TR1 entre en conduction et excite le relais.

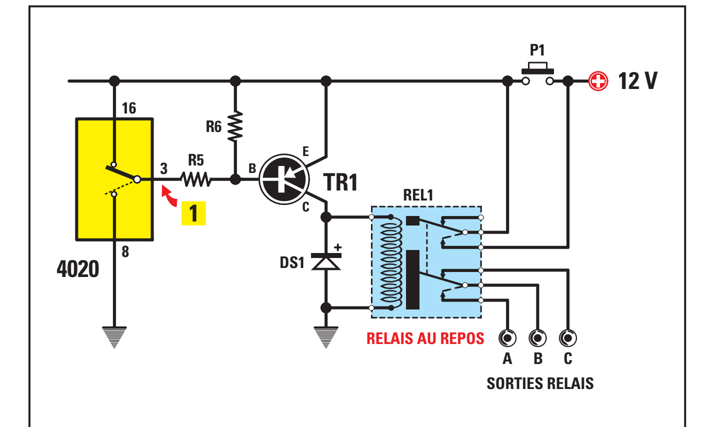


Figure 480: P1 relâché, la tension 12 Vcc alimente le circuit à travers les contacts du relais. C'est seulement quand le 4020 a fini de compter que sa broche de sortie passe au niveau logique 1 et que le relais se relaxe.

On insère donc les valeurs:

R1....................2,7 kΩ
R2....................39 kΩ
R3....................470 kΩ
C1....................0,082 µF
C2....................0,047 µF
C3....................0,82 µF
C4....................0,47 µF

L'inverseur S1 vers C1-C2

S1 vers C1-C2 et potentiomètre R3 résistance entièrement court-circuitée, RC est égal à:

(2,7 + 39 + 39) x (0,082 + 0,047) = 10,41

ce qui fait une fréquence de:

1 440 : 10,41 = 138,82 Hz

donc le relais demeure excité pendant:

(1 : 138,32) x (16 384 : 2) = 59,22 secondes

Les 22 sont des centièmes de secondes.

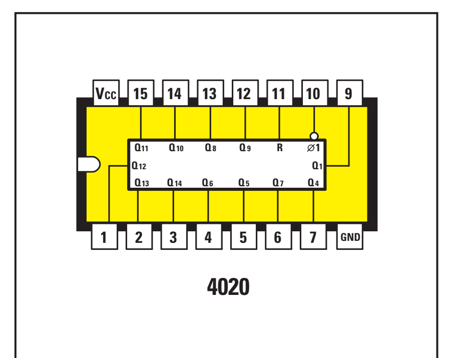


Figure 481: Brochage du 4020 vu de dessus et connexions internes.

Si le potentiomètre R3 a sa résistance entièrement insérée (470 kilohms), RC est égal à:

(2,7 + 39 + 39 + 470 + 470) x (0,082 + 0,047) = 131,67

ce qui fait une fréquence de:

1 440 : 131,67 = 10,93 Hz

donc le relais demeure excité pendant:

(1 : 10,93) x (16 384 : 2) = 749 secondes

correspondant à 12 minutes et 29 secondes.

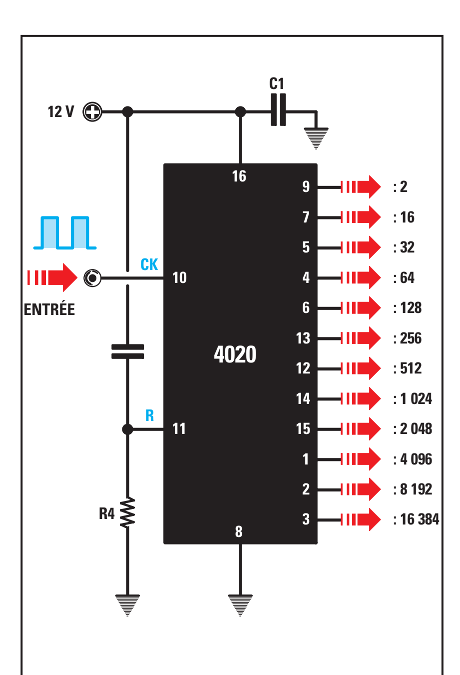


Figure 482: Dans ce schéma électrique, nous avons reporté à droite le facteur de division par ordre croissant de haut en bas en face de chaque numéro de broche.

L'inverseur S1 vers C3-C4

S1 vers C3-C4 et potentiomètre R3 résistance entièrement court-circuitée, RC est égal à:

(2,7 + 39 + 39) x (0, 82 + 0, 47) = 104,10

ce qui fait une fréquence de:

1 440 : 104,10 = 13,83 Hz

donc le relais demeure excité pendant:

(1 : 13,83) x (16 384 : 2) = 592,33 secondes

Ce qui correspond à 9 minutes et 52 secondes.

Si le potentiomètre R3 a sa résistance entièrement insérée (470 kilohms), RC est égal à:

(2,7 + 39 + 39 + 470 + 470) x (0,82 + 0,47) = 1 316,70

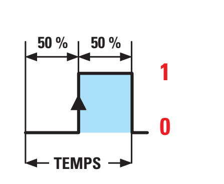


Figure 483: Le facteur de division du 4020 est divisé par deux car le signal carré sortant des broches de sortie reste la moitié du temps au niveau logique 0 et l'autre moitié au niveau logique 1. Quand, la moitié du temps étant écoulé, l'onde passe du niveau logique 0 au niveau logique 1, le relais se relaxe car la tension de polarisation manque sur la base de TR1.

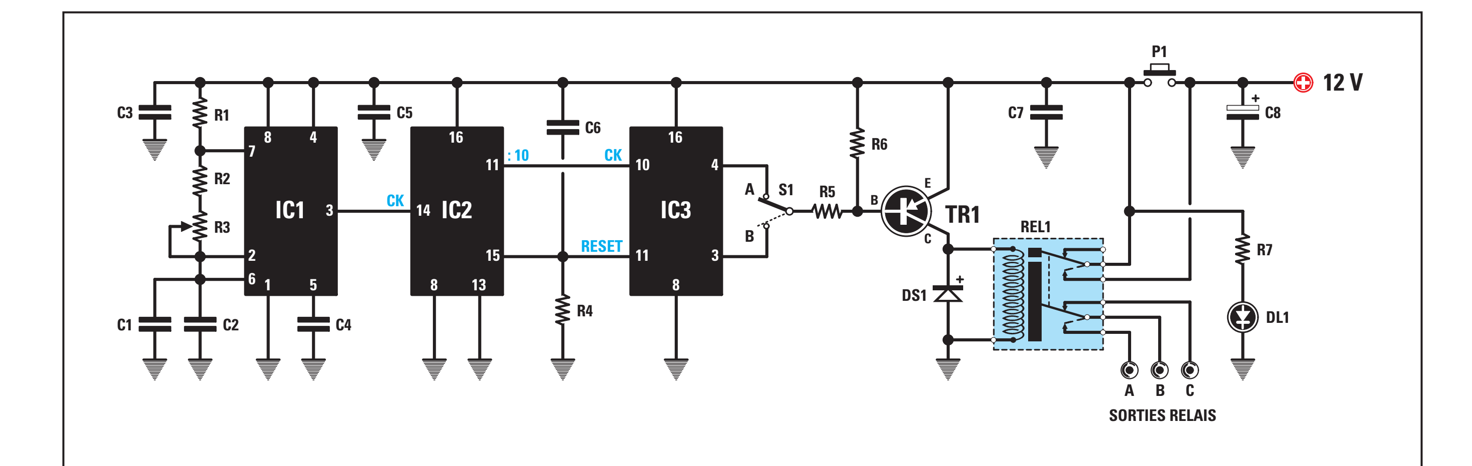


Figure 484 : Schéma électrique du deuxième temporisateur. Pour obtenir la durée maximale vous devez mettre S1 sur B. S1 sur A, le relais reste excité pendant une durée 256 fois moindre que sur B. Si l'on connaît la durée pendant laquelle le relais reste excité sur A, on peut calculer combien de temps il restera excité sur B, en multipliant la durée A par 256.

ce qui fait une fréquence de :

1 440 : 1 316,70 = 1,09 Hz

donc le relais demeure excité pendant :

(1 : 1,0,9) x (16 384 : 2) =
7 515 secondes

correspondant à 7 515 : 3 600 = 2,087 heures. La décimale 0,087 est en heure, pour obtenir les minutes, il faut multiplier par 60 et donc 0,087 x 60 = 5 minutes.

Liste des composants EN5045

R1 .... 2,7 kΩ
R2 .... 39 kΩ
R3 .... 470 kΩ pot lin.
R4 .... 1 MΩ
R5 .... 6,8 kΩ
R6 .... 12 kΩ
R7 .... 820 Ω
C1................ 1 µF polyester
C2................ 470 nF polyester
C3................ 100 nF polyester
C4................ 10 nF polyester
C5................ 100 nF polyester
C6................ 100 nF polyester
C7................ 100 nF polyester
C8................ 470 µF électrolytique
DS1 .... diode 1N4007
DL1 .... LED
TR1............. PNP BC327 ou BC328
IC1.............. intégré NE555
IC2.............. CMOS 4017
IC3.............. CMOS 4020
P1................ poussoir
S1................ inverseur 1 c.
REL1 .... relais 12 V 2 RT

Sauf spécification contraire, toutes les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

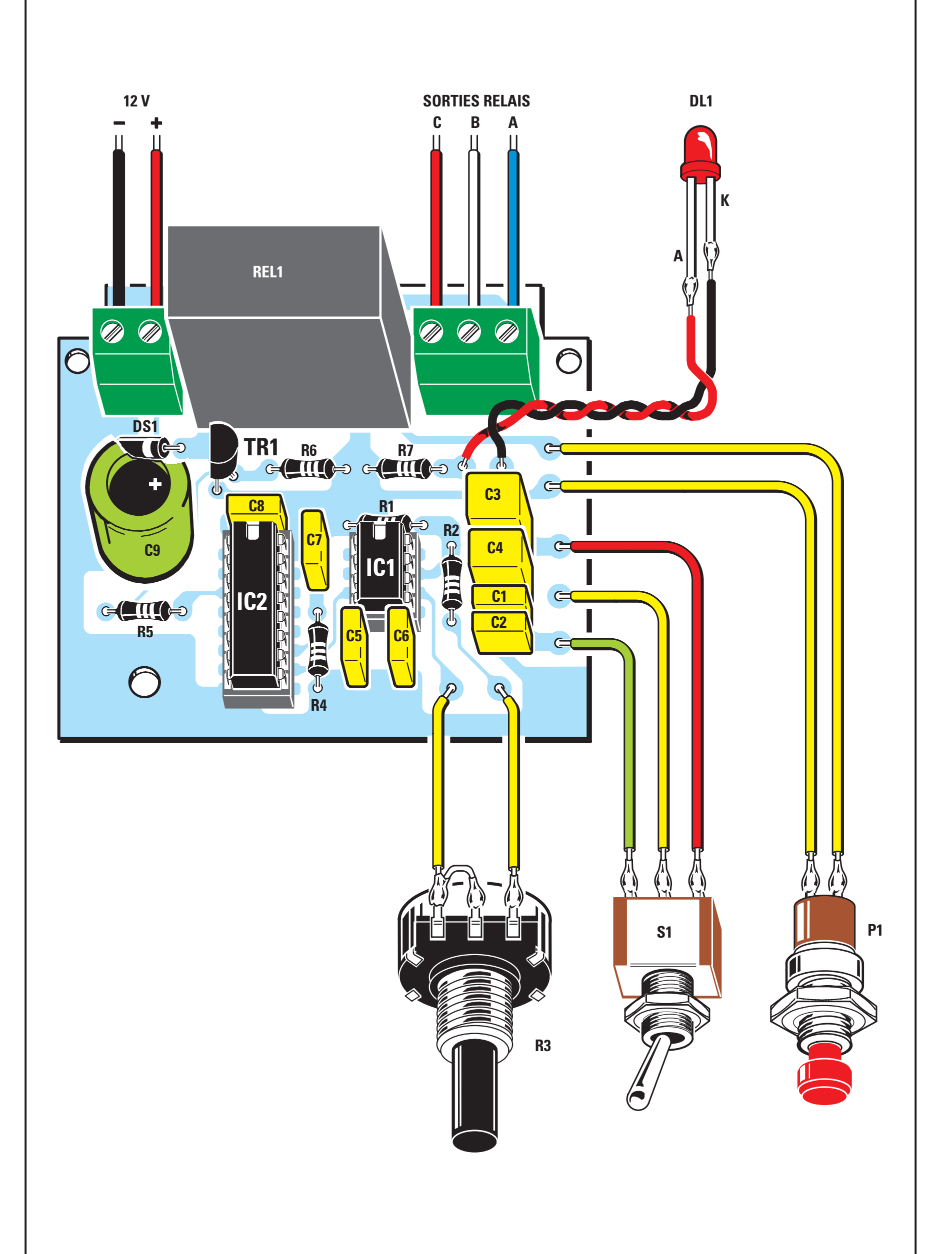
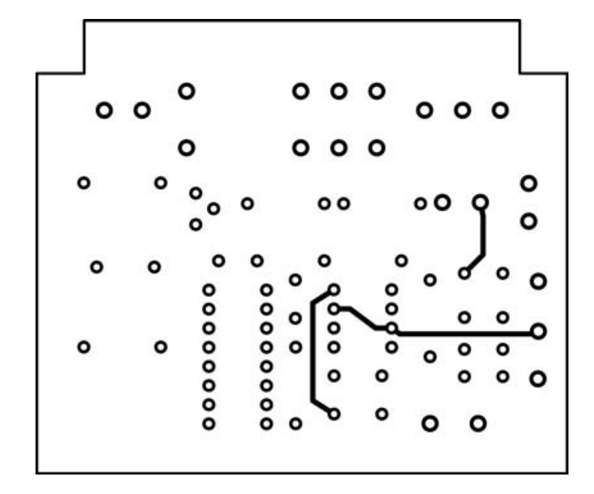


Figure 485a : Schéma d'implantation des composants du premier temporisateur EN5044.





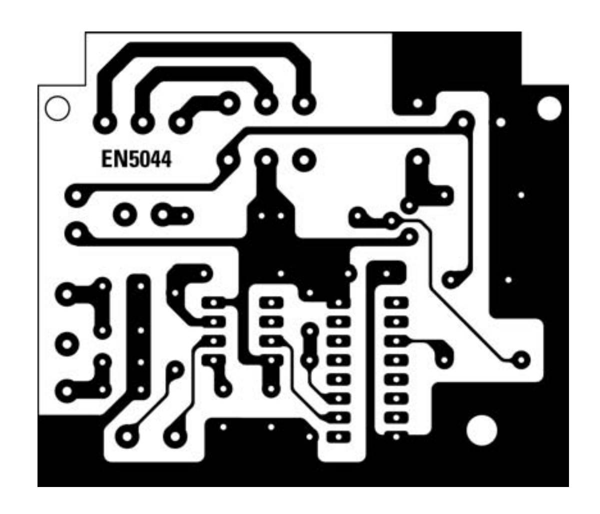


Figure 485b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du premier temporisateur EN5044. A gauche, le côté composants; à droite, le ôté soudures.

Le circuit intégré diviseur 4020

La fréquence produite par le NE555 est appliquée sur la broche d'entrée 10 de IC2, un diviseur numérique 4020: sur les broches de sortie de ce dernier se trouve la fréquence appliquée à l'entrée divisée par la valeur reportée dans le Tableau 29.

Tableau 29

broche de sortie	facteur de division
broche 9	2
broche 7	16
broche 5	32
broche 4	64
broche 6	128
broche 13	256
broche 12	512
broche 14	1 024
broche 15	2 048
broche 1	4 096
broche 2	8 192
broche 3	16 384

Connaissant la valeur de la fréquence appliquée sur la broche d'entrée 10 de IC2, pour calculer la durée d'excitation du relais en seconde nous devons utiliser la formule:

secondes =
(1 : Hz) x (facteur de division : 2)

Étant donné que nous prélevons sur la broche 3 de IC2 (divisant par 16 384) le signal destiné à piloter TR1, nous insérons dans la formule ce facteur de division:

secondes = (1 : Hz) x (16 384 : 2)

Notez que le facteur de division de IC2 est divisé par deux simplement parce que TR1 ne reste en conduction que pendant la première moitié du temps où l'onde carrée est au niveau logique 0 (voir figure 483): dès qu'elle passe au niveau logique 1, le relais se relaxe et donc la durée totale est divisée par deux.

S1 vers C1-C2, si nous tournons le curseur de R3 d'une extrémité à l'autre de sa piste, la fréquence passe de 10,41 Hz à 131,67 Hz. S1 vers C3-C4, si nous tournons le curseur de R3 d'une extrémité à l'autre de sa piste, la fréquence passe de 1,09 Hz à 13,83 Hz.

Le 4020 ne divise la fréquence appliquée à son entrée que lorsque la broche 11 de "reset" est au niveau logique 0, ce dont se charge R4 reliée entre cette broche et la masse. Avant de commencer un comptage, il est indispensable de remettre à zéro toutes les sorties du 4020 si nous voulons que le comptage de division reparte toujours de zéro et ceci s'obtient en envoyant une impulsion positive sur la broche 11. Le condensateur relié entre la broche 11 de IC2 et le positif d'alimentation (voir C7 figure 477) et celui relié entre la broche 15 de IC2, 11 de IC3 et le positif d'alimentation (voir C6 figure 484), envoient cette impulsion positive de "reset" chaque fois que P1 est pressé.

Les durées théoriques et les durées réelles

Quand le montage est terminé, ne vous étonnez pas si vous constatez que les durées réellement obtenues diffèrent légèrement des durées calculées, car les résistances, le potentiomètre et les condensateurs ont une tolérance: il n'est donc pas à exclure que sur C1-C2 le relais reste excité 58 à 62 secondes au lieu de 59 ou 11 à 14 minutes au lieu de 12.

Pour corriger ces erreurs, il suffirait de faire varier, en plus ou en moins, la capacité des condensateurs reliés à S1.

Le deuxième temporisateur

Vu que le temporisateur de la figure 477 nous permet de maintenir le relais excité de 1 minute à 2 heures, pour augmenter cette durée maximale vous pensez peut-être qu'il suffit d'augmenter la capacité des condensateurs reliés à S1: en fait, pour obtenir des durées plus longues, il est indispensable d'utiliser des condensateurs électrolytiques de fortes capacités, mais comme ils ont une tolérance pouvant dépasser 40 % (!), le montage terminé on risque de se trouver confronté à des durées tout à fait erronées.

Afin d'éviter de telles erreurs, il faut toujours utiliser des condensateurs polyesters dont la tolérance est de 5 ou 6 % puis diviser par 10 la fréquence prélevée sur la broche 3 du NE555 avant de l'appliquer sur le diviseur 4020.

Comme le montre la figure 484, la fréquence produite par IC1 NE555 est appliquée sur la broche d'entrée 14 de IC2, un compteur Johnson 4017 et prélevée sur la broche de sortie 11 divisée par 10. Cette fréquence est ensuite appliquée sur la broche d'entrée 10 de

IC3 4020 et prélevée sur la broche 3 divisée par 16 384. Dans ce deuxième temporisateur nous avons relié aux broches 2 et 6 du NE555 un condensateur polyester C1 de 1 µF et un autre C2 de 0,47 µF, de façon à obtenir une capacité totale de 1,47 µF.

Si l'on tourne l'axe du potentiomètre R3 de manière à court-circuiter sa résistance, on obtient une RC de:



(2,7 + 39 + 39) x 1,47 = 118,629

et cette RC donne une fréquence sur la broche 3 de IC1 de:

1,440 : 118,629 = 12,138 Hz

Étant donné que IC2 la divise par 10, sur sa broche de sortie 11 nous prélevons une fréquence de:

12,138 : 10 = 1,2138 Hz

Étant donné que cette fréquence est ensuite divisée par 16 384 par IC3, le relais demeure excité pour une durée de :

(1 : 1,2138) x (16 384 : 2) =
6 749 secondes

En divisant ce nombre par 3 600, nous trouvons la durée en heure:

6 749 : 3 600 = 1,87 heure

La décimale 0,87 est en heure, pour l'exprimer en minutes il faut les multiplier par 60:

0,87 x 60 = 52 minutes

Ce qui fait 1 heure et 52 minutes. D'éventuelles différences entre le calcul et la réalité peuvent se produire à cause des tolérances de R1, R2, R3 et de C1-C2.

Si nous tournons l'axe de R3 de façon à insérer toute la résistance de 470 kilohms, nous obtenons une RC de:

(2,7 + 39 + 39 + 470 + 470) x 1,47 = 1 500

et cette RC donne sur la broche 3 de IC1 une fréquence de:

1 440 : 1 500 = 0,96 Hz

Et cette fréquence étant divisée par 10 par IC2, nous prélevons sur sa broche 11 une fréquence de:

0,96 : 10 = 0,096 Hz

excitant le relais pendant:

(1 : 0,096) x (16 384 : 2) =
85 333 secondes

Pour savoir à combien d'heures cela correspond, divisons par 3 600:

85 333 : 3 600 = 23,70 heures

et comme la décimale 0,70 est en heure, pour obtenir les minutes, multiplions par 60:

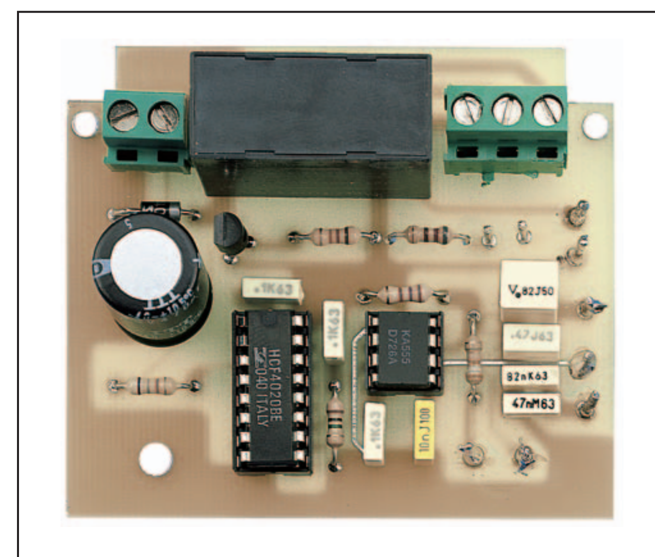


Figure 486: Photo d'un des prototypes de la platine du premier temporisateur EN5044.

0,70 x 60 = 42 minutes

ce qui fait un total de 23 heures et 42 minutes.

En tournant le bouton de R3 d'un bout à l'autre, il est possible de régler la durée d'excitation du relais de 1 heure 52 minutes à 23 heures 42 minutes.

C6, relié à la broche 15 de "reset" de IC2 4017 et à la broche 11 de "reset" de IC3 4020 permet de réinitialiser les



Figure 487: Montage dans le boîtier plastique à l'aide de deux vis autotaraudeuses et d'une entretoise autocollante.

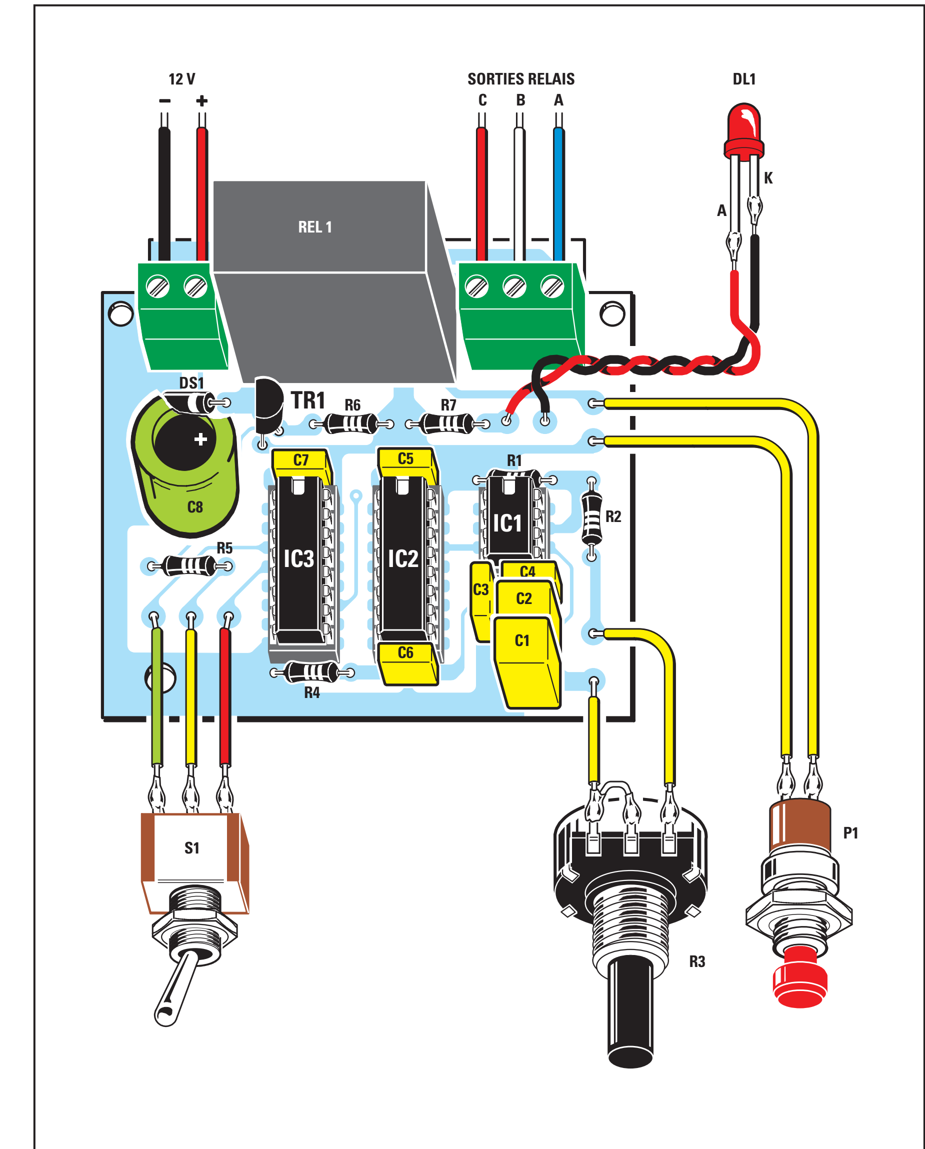


Figure 488a : Schéma d'implantation des composants du second temporisateur EN5045.

deux circuits intégrés chaque fois que l'on presse P1 et ainsi nous pouvons être certains que le comptage part bien de zéro.

Comment contrôler les durées maximales

Quand on réalise des temporisateurs en mesure de maintenir l'excitation du relais pendant des dizaines d'heures, le premier problème se présentant consiste à savoir si effectivement le relais se relaxera une fois le temps écoulé.

Afin de ne pas avoir à attendre 12, 15 ou 20 heures pour vérifier si cela arrive, dans le schéma de la figure 484 nous avons inséré l'inverseur S1 lequel, en déconnectant R5 de la broche 3 divisant par 16 384, la connecte à la broche de sortie 4 de IC3 qui ne divise que par 64.

Étant donné qu'avec R4 reliée à la broche 3 de IC3 le relais pouvait se relaxer au bout de 23,70 heures, en la reliant à la broche 4 le relais se relaxera après seulement :

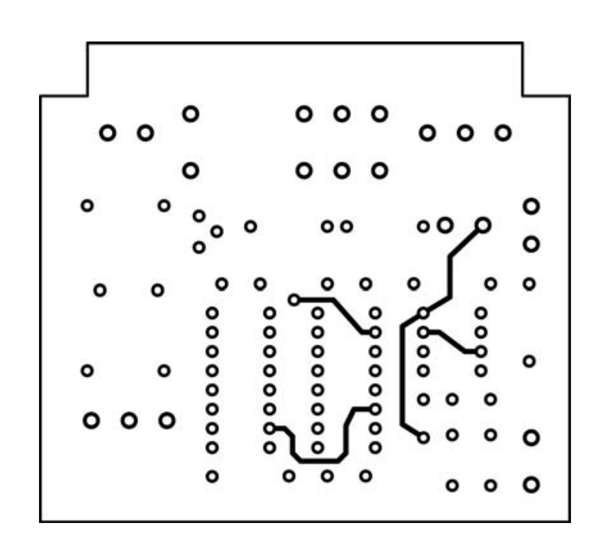
(1 : 0,096) x (64 : 2) = 333,33 secondes

correspondant à :

333,33 : 60 = 5,555 minutes

et la décimale 0,555 étant en minute cela fait :

0,555 x 60 = 33 secondes



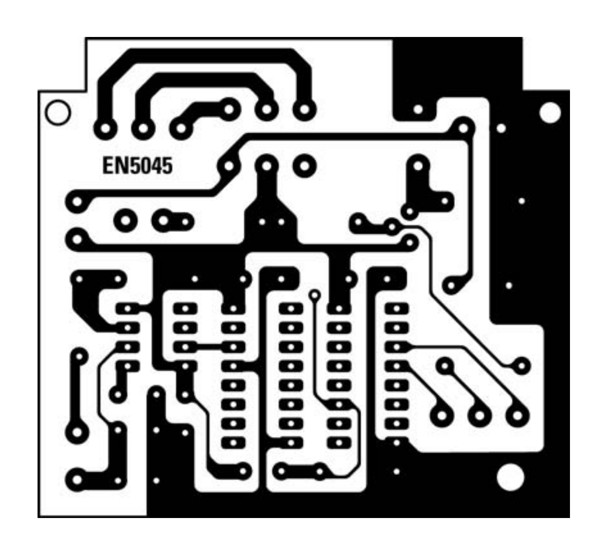


Figure 488b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés du second temporisateur EN5045. A gauche, le côté composants ; à droite, le côté soudures.

le relais se relaxera au bout de 5 minutes et 33 secondes.

Si l'on rétablit avec S1 la connexion de R5 avec la broche 3 divisant par 16 384, on peut savoir après combien de temps le relais sera relaxé.

Calculons d'abord le rapport entre 16 384 : 64 = 256, puis multiplions ce rapport par la durée 256 x 333,33 = 85 332 secondes, ce qui fait 23 heures 42 minutes.

Si l'on relie R5 à la broche 4 de IC3 le relais se relaxe après 60 secondes, si on la relie à la broche 3 il se relaxe au bout de :

60 x 256 = 15 360 secondes

Divisons pour obtenir les heures :

15 360 : 3 600 = 4,266 heures

La décimale 0,266 est en heure, ce qui fait 0,266 x 60 = 15,96 minutes. La décimale 0,96 est en minute, ce qui fait 0,96 x 60 = 57 secondes. Soit une durée totale de 4 heures 15 minutes 57 secondes.

La réalisation pratique du premier temporisateur

Réalisez ou procurez-vous le circuit imprimé EN5044, dont la figure 485b donne le dessin à l'échelle 1 et montez tous les composants, comme le montre la figure 485a.

Enfoncez et soudez d'abord les neuf picots servant aux connexions extérieures.

Montez les deux supports des circuits intégrés et vérifiez bien vos soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée).

Montez toutes les résistances puis tous les condensateurs en respectant bien la polarité +/– de l'électrolytique (la patte la plus longue est le +). Montez la diode DS1 bague vers TR1.

Montez ce dernier méplat vers DS1. Montez le relais et les deux borniers. Enfoncez les deux circuits intégrés dans leurs supports repère-détrompeur en U vers le haut.

Montez ensuite la platine dans le boîtier plastique adapté à l'aide de deux vis et une entretoise autocollante et réalisez les connexions au potentiomètre, à l'inverseur, au poussoir et à la LED après avoir fixé ces derniers en face avant comme le montre la figure 491.

Prévoyez deux trous dans le panneau arrière pour l'entrée du 12 Vcc et la sortie du relais.

La réalisation pratique du deuxième temporisateur

Réalisez maintenant le circuit imprimé EN5045, dont la figure 488b donne le dessin à l'échelle 1, ou procurez-vous le et montez tous les composants, comme le montre la figure 488a.

Enfoncez et soudez d'abord les neuf picots servant aux connexions extérieures.

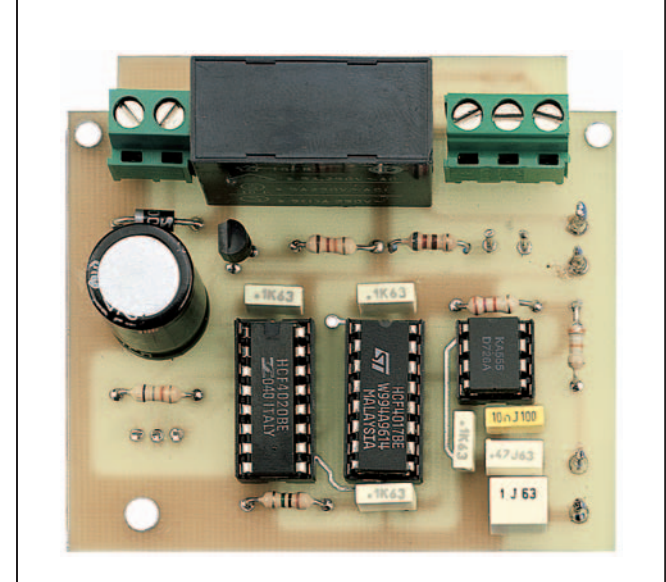


Figure 489 : Photo d'un des prototypes de la platine du premier temporisateur EN5044.

Montez les trois supports des circuits intégrés et vérifiez bien vos soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée).

Puis procédez exactement comme pour le premier temporisateur, y compris pour le montage dans le boîtier.



Figure 490 : Montage dans le boîtier plastique à l'aide de deux vis autotaraudeuses et d'une entretoise autocollante.



Figure 491 : Aspect extérieur des deux montages (temporisateurs 1 et 2). La LED, l'inverseur S1 et le poussoir P1, ainsi que le bouton du potentiomètre R3, sont en face avant. Les fils entrent (alimentation) et sortent (commande relais) par le panneau arrière.

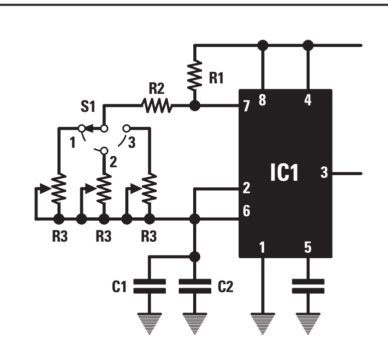


Figure 492 : Si vous avez besoin d'un temporisateur pour des durées fixes et très précises, vous pouvez remplacer le potentiomètre par des trimmers que vous réglerez exactement sur la durée requise. Sélectionnez le trimmer correspondant à la durée souhaitée avec un commutateur rotatif S1.

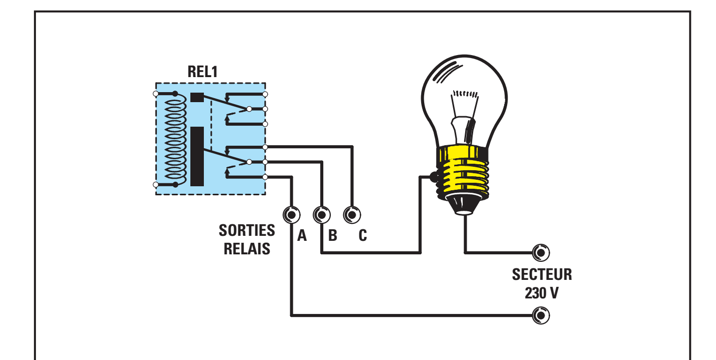


Figure 493 : Sur le circuit imprimé nous avons mis un bornier de sortie relais à trois pôles, mais les sorties à utiliser sont les contacts A et B. Quand le relais est excité, les contacts A et B se court-circuitent, ce qui permet de commander le passage du courant dans une charge.

Les réglages

Pour ce faire, il suffit de relier l'alimentation 12 Vcc, puis de presser P1 : DL1 s'allume pour confirmer l'excitation du relais.

Celui-ci pouvant demeurer excité longtemps, pour ne pas devoir attendre des heures, vous pouvez mettre S1 sur A, ce qui réduit la durée 256 fois.

Si le relais s'excite mais si la LED ne s'allume pas, c'est que vous avez monté cette dernière à l'envers : intervertissez alors les pattes A-K.

Conclusion

Nous vous avons expliqué comment concevoir un temporisateur avec un NE555 et un ou deux diviseurs : vous pouvez maintenant changer la capacité des condensateurs puis calculer les durées d'excitation du relais.

Si vous remplacez R3 par un autre de 100 kilohms, vous pourrez réduire la durée maximale de 4,7 fois et donc l'échelle graduée aura une résolution supérieure, ce qui facilite le réglage de la durée et en augmente la précision.

Si vous avez besoin de temporisations très précises, nous vous conseillons de modifier le schéma électrique comme le montre la figure 492, R2 étant reliée au curseur d'un commutateur rotatif S1 commutant sur des "timers" de différentes valeurs ohmiques, que vous pourrez régler jusqu'à obtenir la durée exacte souhaitée.

Les contacts de sortie du relais

Les contacts d'utilisation des relais sont indiqués sur les schémas électriques par A-B-C : si vous voulez maintenir une lampe, un ventilateur, une radio, etc. allumé pendant la durée réglée avec le bouton du potentiomètre, utilisez les deux contacts A-B, comme le montre la figure 493.

Les contacts B-C peuvent être utilisés pour une fonction inverse, c'est-à-dire pour allumer une lampe, un ventilateur, une radio, etc., après une durée réglée avec le bouton du potentiomètre.

Note : *comme on n'utilise normalement que les deux contacts A-B, vous pouvez ne faire sortir du boîtier que les seuls fils qui y sont reliés. Si vous commandez des utilisateurs alimentés sous la tension du secteur 230 V, ne laissez jamais sortir ces fils dénudés : isolez-les avec du ruban adhésif plastifié ou dotez-les de connecteurs adéquats.*

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs en classe A, B ou C

première partie

Un étage amplificateur peut être conçu pour travailler en classe A, en classe B, en classe AB ou bien en classe C: s'il vous est arrivé de chercher quelque part une explication claire et compréhensible concernant les différences entre ces 4 classes, il est fort probable que vous n'aurez trouvé aucune réponse satisfaisante à vos nombreux doutes ni à votre abyssale perplexité.



Grâce à cette leçon vous allez apprendre qu'en polarisant la Base d'un transistor, de manière à retrouver sur son Collecteur la moitié de la tension d'alimentation, vous êtes en classe A, alors qu'en polarisant la Base de façon telle que la totalité de la tension d'alimentation se retrouve sur le Collecteur, vous êtes en classe B.

La classe B peut fournir en sortie une puissance plus importante que la classe A mais, comme la classe B n'amplifie qu'une demie onde, pour amplifier l'autre demie onde opposée, il faut obligatoirement utiliser 2 transistors, un NPN et un PNP en série. La classe B a un seul défaut, celui de fournir en sortie un signal notablement distordu et donc elle n'est guère favorable à la fabrication d'amplificateurs Hi-Fi: c'est pourquoi on a recours à la classe AB exempte, elle, de distorsion.

La quatrième, la classe C, ne s'utilise que pour réaliser les étages de puissance HF (par opposition à BF, mais on dit aussi RF, Radio Fréquence, par opposition à AF, Audio Fréquence), parce qu'à la sortie de l'unique transistor de puissance, la puissance est élevée mais le signal distordu.

Les amplificateurs en classes A, B, AB et C

Vous aurez sûrement lu qu'un transistor peut travailler en classe A, B, AB ou C ou en push-pull mais si vous avez cherché un texte expliquant exhaustivement les différences entre ces classes, vous êtes restés quelque peu sur votre faim.

C'est pourquoi nous chercherons aujourd'hui à nourrir votre légitime curiosité et nous commencerons par vous expliquer en quel mode on peut polariser la Base d'un transistor.

Polarisation de la Base

Comme le montre la figure 494, la Base d'un transistor amplificateur est normalement polarisée par un partiteur résistif composé des résistances R1-R2.

La résistance R1 sert à polariser la Base du transistor et la résistance R2 pour stabiliser le courant parcourant ce partiteur.

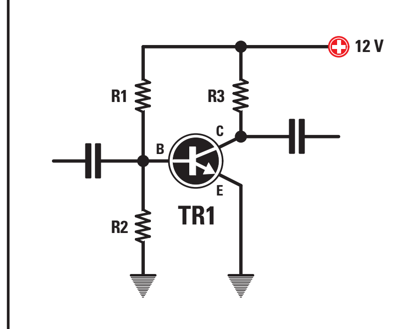


Figure 494: Les résistances R1-R2, reliées à la Base d'un transistor, servent à le faire travailler en classe A.

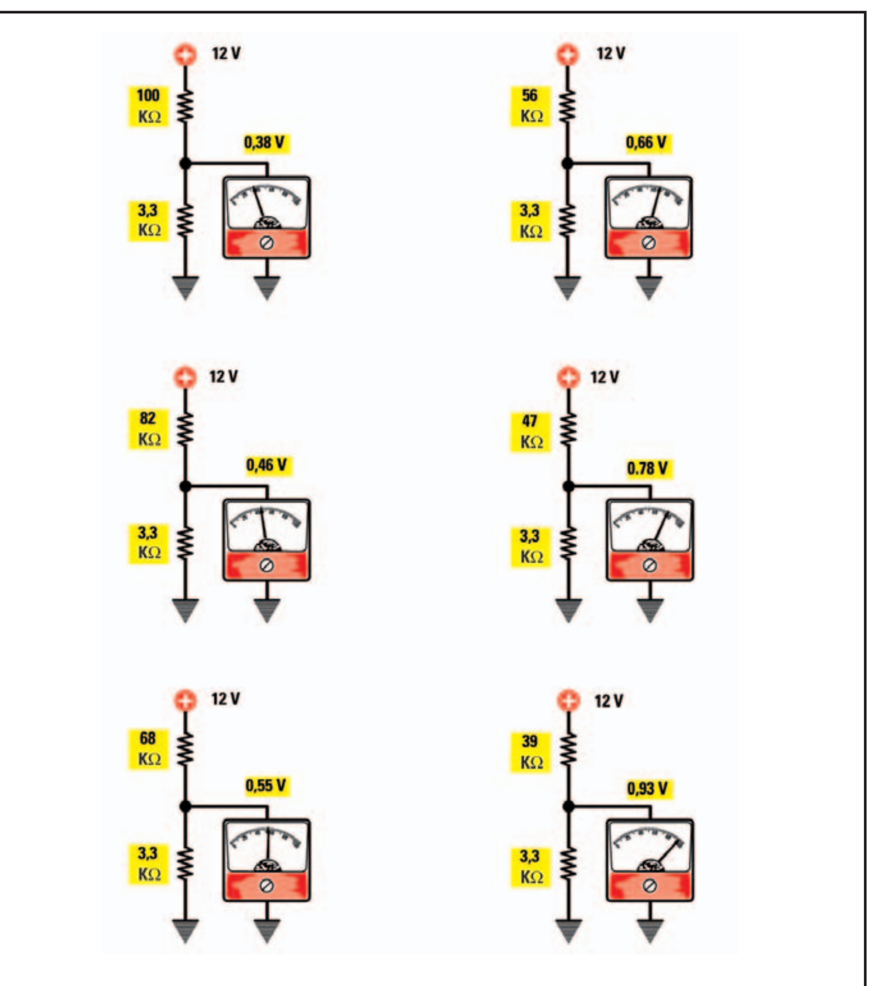


Figure 495: Si nous déconnectons ces résistances de la Base du transistor et si nous relions à leur point de liaison un testeur, nous relèverons une tension inversement proportionnelle à la valeur de R1. Si la valeur de R2 reste fixe et si nous faisons varier R1, nous lirons sur le testeur les tensions indiquées.

Si nous déconnectons ce partiteur de la Base de transistor et connectons aux extrémités de R2 un voltmètre (figure 495), nous relevons une tension inversement proportionnelle à la valeur ohmique de R1, selon la formule:

volts aux extrémités de R2 =
Vcc: (R1 + R2) x R2

où Vcc = tension alimentant R1
et R1-R2 = valeur des résistances
en kilohm

Si nous alimentons ce partiteur avec une tension de 12 V, si R2 a une valeur de 3,3 kilohms et si R1 prend successivement les 6 valeurs suivantes:

100-82-68-56-47-39 kilohms

pour chaque valeur différente de R1 insérée en série avec R2, nous lirons sur le voltmètre les tensions suivantes (figure 495):

12: (100 + 3,3) x 3,3 = 0,38 V
12: (82 + 3,3) x 3,3 = 0,46 V
12: (68 + 3,3) x 3,3 = 0,55 V
12: (56 + 3,3) x 3,3 = 0,66 V
12: (47 + 3,3) x 3,3 = 0,78 V
12: (39 + 3,3) x 3,3 = 0,93 V

Si nous reconnectons ensuite ce partiteur à la Base du transistor (figures 496 à 501), pour les 3 valeurs de R1:

100-82-68 kilohms,

nous lirons respectivement des tensions de:

0,38-0,46-0,55 V,

alors qu'avec les 3 autres valeurs de R1:

56-47-39 kilohms,

nous lirons toujours une seule et unique tension fixe de:

0,65 V.

Vous vous demandez pourquoi ces 3 dernières valeurs de R1 aboutissent toutes à l'unique tension fixe de 0,65 V alors que selon nos calculs cette tension devrait varier d'un minimum de 0,66 V à un maximum de 0,93 V.

A ce sujet commençons par dire que la jonction Base/Emetteur d'un transistor se comporte comme une diode au silicium dont l'anode serait tournée vers la patte Base et la cathode vers la patte Emetteur (figure 502).

Vous savez désormais qu'une diode au silicium commence à conduire seulement lorsque la tension à ses extrémités dépasse la valeur de seuil, autour de 0,65 V: avec une tension inférieure une telle diode n'est pas conductrice.

C'est seulement quand on dépasse la valeur de seuil de 0,65 V, que la diode commence à conduire et consomme du courant à travers R1.

Indépendamment du courant parcourant la résistance R1, entre la Base et l'Emetteur il y a toujours une tension de 0,65 V.

Pour savoir combien de courant doit passer dans la résistance R2 pour obtenir à ses extrémités une tension de 0,65 V, nous pouvons employer la formule suivante:

mA dans R2 = Vbe: R2 en kilohm

Sachant que la Vbe (volt entre Base et Emetteur) est de 0,65 V et que la résistance R2 a une valeur de 3,3 kilohms, le courant devant traverser cette dernière ne devra pas être inférieur à

0,65: 3,3 = 0,196969 mA,

à arrondir à 0,197 mA.

Le partiteur R1-R2 étant alimenté en 12 V et R1 prenant successivement les 6 valeurs:

100-82-68-56-47-39 kilohms,

le courant traversant R2 augmentera

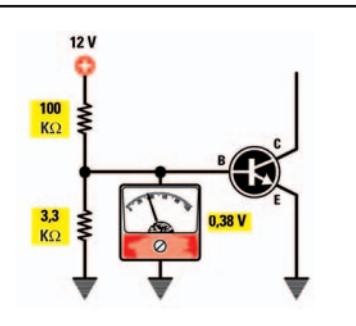


Figure 496: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 100 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,38 V.

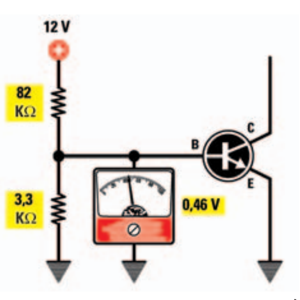


Figure 497: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 82 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,46 V.

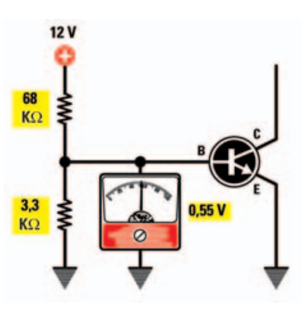


Figure 498: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 68 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,55 V.

en fonction directe de la réduction de la valeur ohmique de R1, selon la formule:

mA = (Vcc – 0,65): R1 en kilohm.

Et donc, avec les valeurs ohmiques choisies, nous obtiendrons les courants suivants:

(12 – 0,65): 100 = 0,113 mA
(12 – 0,65): 82 = 0,138 mA
(12 – 0,65): 68 = 0,166 mA
(12 – 0,65): 56 = 0,202 mA
(12 – 0,65): 47 = 0,241 mA
(12 – 0,65): 39 = 0,291 mA

Vous aurez noté que, avec les 3 résistances de

100-82-68 kilohms

on obtient un courant inférieur à 0,197 mA puisqu'aux extrémités de R2 le 0,65 V, nécessaire à la conduction du transistor, n'est jamais atteint.

C'est seulement avec les 3 résistances de:

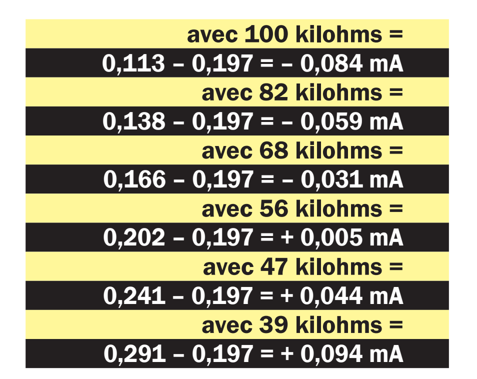
56-47-39 kilohms

qu'on obtient un courant supérieur à 0,197 mA puisque, cette fois, aux extrémités de R2, la tension de 0,65 V, nécessaire à la conduction du transistor, est atteinte.

Sachant que le transistor commence à conduire seulement lorsqu'un courant supérieur à 0,197 mA parcourt le partiteur résistif, en utilisant la formule ci-dessous nous saurons quelle valeur de courant nous pouvons faire parcourir la Base du transistor:

courant sur la Base =
(mA de R1 – mA de R2).

Nous aurons donc avec les 6 résistances examinées les courants suivants:



avec 100 kilohms =
0,113 – 0,197 = – 0,084 mA
avec 82 kilohms =
0,138 – 0,197 = – 0,059 mA
avec 68 kilohms =
0,166 – 0,197 = – 0,031 mA
avec 56 kilohms =
0,202 – 0,197 = + 0,005 mA
avec 47 kilohms =
0,241 – 0,197 = + 0,044 mA
avec 39 kilohms =
0,291 – 0,197 = + 0,094 mA

Comme avec les 3 premières valeurs de résistances on obtient une valeur négative, la Base ne consommera aucun courant et dans ces conditions on dit que le transistor se trouve en interdiction ou bloqué puisqu'il n'est pas conducteur.

C'est seulement avec les 3 dernières valeurs de résistances que l'on obtient une valeur positive et on dit alors que le transistor est conducteur ou passant: il amplifie les signaux appliqués sur sa Base.
Dans notre exemple nous avons choisi pour R2 la valeur de 3,3 kilohms, mais dans d'autres schémas nous pourrions trouver des valeurs complètement différentes; de même pour celle de R1.

Les valeurs utilisées pour les résistances R1-R2 permettent toujours d'obtenir aux extrémités de R2 une tension fixe de 0,65 V.

Le courant de Collecteur

Comme un transistor amplifie un signal en courant, plus le courant de Base est important, plus est important le courant de Collecteur. Le courant de Collecteur se calcule en multipliant le courant de Base par le hfe du transistor, c'est-à-dire par son gain en courant, selon la formule:

mA Collecteur =
(courant de Base x hfe).

Donc, si nous avons un transistor avec un hfe de 55 (gain en courant de 55 fois) et si sur sa Base nous appliquons les courants fournis par les résistances de:

56-47-39 kilohms,

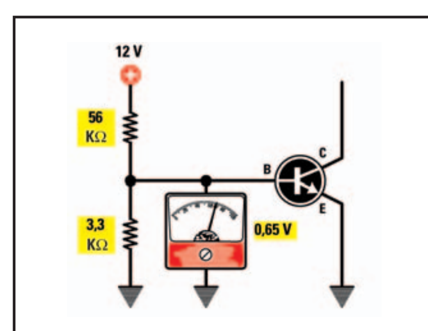


Figure 499: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 56 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,65 V et non 0,66 V.

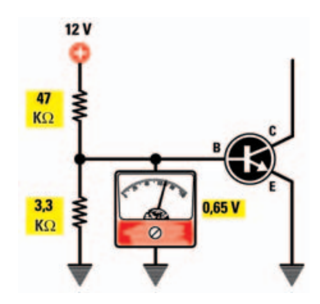


Figure 500: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 47 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,65 V et non 0,78 V.

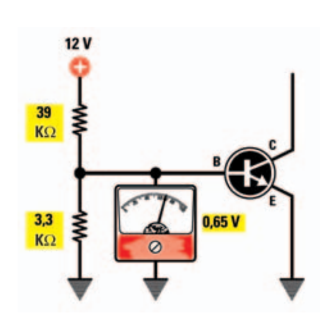


Figure 501: Si nous relions à la Base d'un transistor une résistance R1 de 39 kilohms et une résistance R2 de 3,3 kilohms, le testeur indiquera 0,65 V et non 0,93 V.

son Collecteur sera parcouru par les courants suivants (figures 503 à 505) :

(R1 de 56 kilohms) 0,005 x 55 = 0,27 mA
(R1 de 47 kilohms) 0,044 x 55 = 2,42 mA
(R1 de 39 kilohms) 0,094 x 55 = 5,17 mA.

Plus est élevé le courant de Collecteur, plus augmente la chute de tension aux extrémités de la résistance R3 et par conséquent moins est élevée la tension de Collecteur, selon la formule :

volt Collecteur =
Vcc – (R3 en kilohm x mA).

Donc, si le transistor est alimenté en 12 V et que la résistance R3 dans le Collecteur est de 2,2 kilohms, nous relèverons les tensions suivantes :

12 – (2,2 x 0,27) = 11,4 V
12 – (2,2 x 2,42) = 6,68 V
12 – (2,2 x 5,17) = 0,62 V

Vous l'aurez noté, lorsque le courant de Collecteur est de 0,27 mA (figure 503), nous relevons sur ce Collecteur une tension de 11,4 V ; quand le courant traversant le Collecteur est de 2,42 mA (figure 504), nous relevons sur ce Collecteur une tension de 6,68 V ; alors que si ce courant de Collecteur est de 5,17 mA (figure 505), la tension sur ce Collecteur est cette fois de 0,62 V seulement.

Graphe d'un transistor

Pour connaître le courant minimum et maximum que l'on peut appliquer sur la Base d'un transistor en fonction de son hfe, on utilise communément un instrument de mesure appelé "traceur de courbes", permettant de voir sur l'écran de l'oscilloscope de combien augmente le courant de Collecteur quand on fait varier le courant de Base (figure 507).

En se référant à ces courbes, on peut tracer une droite en diagonale (figure 508), appelée "ligne de charge", reliant le point Vcc en abscisse et le point de courant maximum de Collecteur en ordonnée.

Pour trouver la valeur du courant maximum, on se sert de la formule :

courant maximum = Vcc : R3 en kilohm.

Comme dans notre exemple nous avons utilisé une R3 de 2,2 kilohms, le Collecteur peut être traversé par un courant maximum de :

12 : 2,2 = 5,45 mA.

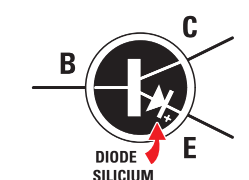


Figure 502 : Avec les valeurs 56-47-39 kilohms, la tension reste fixe à 0,65 V parce que la jonction Base/Emetteur d'un transistor se comporte comme si une diode au silicium se trouvait à l'intérieur et, comme celle-ci commence à conduire lorsqu'on dépasse 0,65 V, même si le partiteur R1-R2 fournit une tension plus élevée, celle-ci se stabilise à 0,65 V.

Si nous substituons à la résistance R3 de 2,2 kilohms une résistance de 10 kilohms, le courant maximum pouvant traverser le Collecteur sera de :

12 : 10 = 1,2 mA seulement.

Si nous faisons varier le courant de Base du transistor, nous pouvons déplacer le point de travail, c'est-à-dire faire en sorte que, en absence de signal, le Collecteur ne soit plus traversé par aucun courant.

C'est justement en choisissant le point de travail sur cette ligne de charge qu'il est possible de faire travailler un transistor en classe A, B, AB ou C.

Comme le traceur de courbes n'est pas un instrument facile à trouver, nous vous expliquerons comment on peut également tracer une ligne de charge qui, quoiqu'approximative, puisse vous aider à mieux comprendre les différences entre les diverses classes.

Prenez une feuille de papier quadrillé et tracez une ligne verticale (ordonnée), placez en haut le point de courant maximum de Collecteur avant la saturation (figure 509).

En bas, tracez une ligne horizontale (abscisse) et sur l'extrémité de droite placez le point de tension d'alimentation Vcc du transistor.

Entre ces 2 points, tracez une diagonale et reportez-y le courant de Base : comme vous ne le connaissez pas, il suffit que vous vous souveniez que le point placé en haut à gauche correspond au maximum de courant admissible par le Collecteur et que le point placé en bas à droite correspond au minimum de courant nécessaire pour que le transistor soit conducteur.

Connaissant la valeur de tension Vcc, vous pouvez calculer le courant maximum que le Collecteur peut accepter, grâce à la formule :

courant maximum =
Vcc : R3 en kilohm.

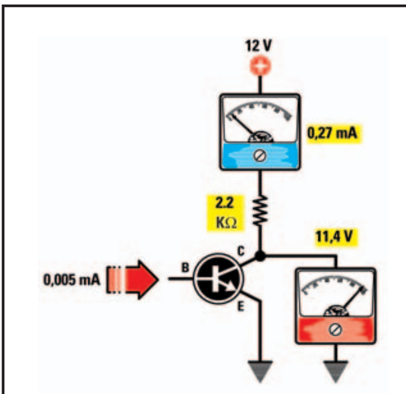


Figure 503 : Si dans la Base d'un transistor à "hfe" de 55 passe un courant de 0,005 mA, un courant de 0,27 mA passera dans son Collecteur et de ce fait la tension sur ce Collecteur sera de 11,4 V, soit presque la tension d'alimentation.

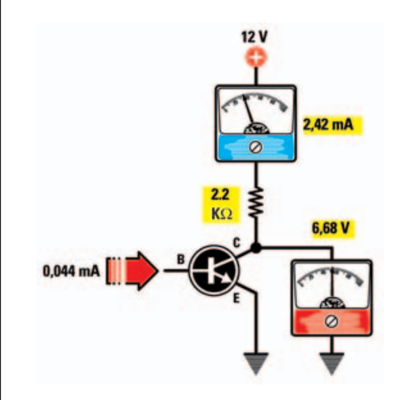


Figure 504 : Si dans la Base passe un courant de 0,044 mA, le courant du Collecteur augmentera de 0,27 à 2,42 mA et sa tension de Collecteur sera de 6,68 V, soit presque la moitié de la tension d'alimentation.

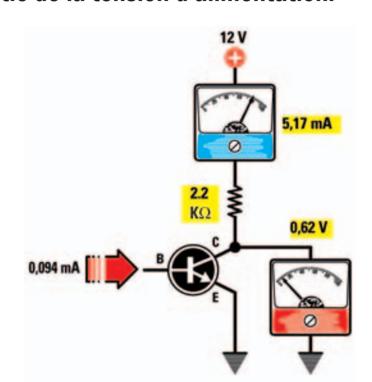


Figure 505 : Si dans la Base passe un courant de 0,094 mA, le courant du Collecteur augmentera de 0,27 à 5,17 mA et sa tension de Collecteur sera de 0,62 V, soit la tension d'alimentation minimale.

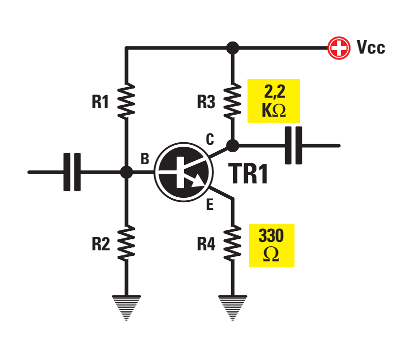


Figure 506: Si nous connectons, entre l'Emetteur d'un transistor et la masse, une résistance R4, il est possible d'en préfixer le gain selon la formule: gain = R3: R4.

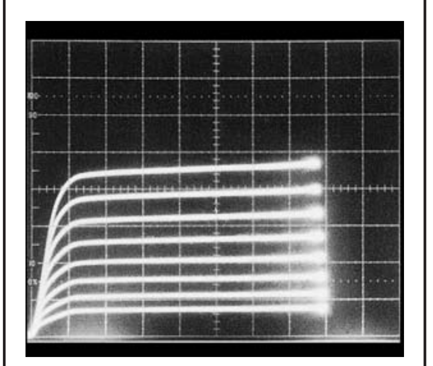


Figure 507: L'instrument appelé "traceur de courbes" permet de voir comment et de combien varie le courant de Collecteur quand on fait varier le courant de Base.

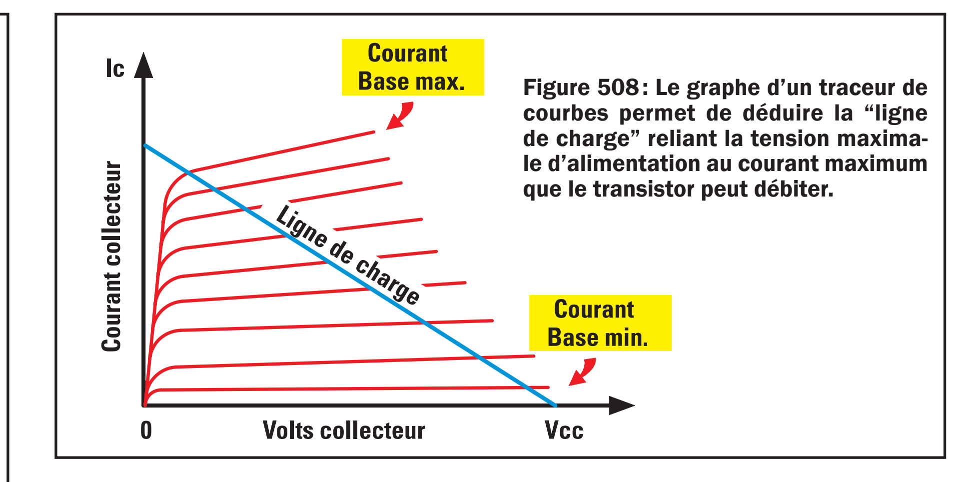


Figure 508: Le graphe d'un traceur de courbes permet de déduire la "ligne de charge" reliant la tension maximale d'alimentation au courant maximum que le transistor peut débiter.

Comme dans notre exemple la R3 a une valeur de 2,2 kilohms et que la Vcc est de 12 V, vous pouvez faire traverser le Collecteur par un courant maximum de:

12: 2,2 = 5,45 mA.

Placez cette valeur de courant sur l'ordonnée (figure 509). Si, dans un schéma, vous aviez une résistance R3 de 8,2 kilohms, le courant maximum de Collecteur serait:

12: 8,2 = 1,46 mA,

nombre à placer en ordonnée à la place des 5,45 mA de l'exemple précédent.

Le graphe de la figure 509 se réfère au transistor pris comme exemple et si donc vous utilisez un transistor différent, de moyenne ou forte puissance, dont le Collecteur peut admettre un courant de 1 ou 2 A, vous devrez dessiner un nouveau graphe et placer en ordonnée les valeurs de courant maximum de Collecteur (figure 510).

Lorsque le transistor n'est pas conducteur, comme aucun courant ne parcourt le Collecteur, vous relèverez la tension positive maximale; quand, en revanche, il commence à conduire, le courant de Collecteur augmente proportionnellement à la valeur du courant appliqué sur sa Base.

Plus le courant traversant R3 est élevé, plus la tension de Collecteur diminue et quand cette dernière atteint une valeur proche de 0 V on dit que le transistor est saturé car, même si on augmente le courant de Base, on ne pourra pas lui faire consommer un courant plus élevé.

Un transistor en classe A

Pour faire travailler un transistor en classe A, il faut polariser la Base de telle manière que le courant traversant le Collecteur soit égal à la moitié du courant maximum admissible: 2,72 mA dans notre exemple.

Dans ces conditions, une tension de 6 V, c'est-à-dire la moitié de la Vcc (figure 511), est présente entre le Collecteur et l'Emetteur et on l'appelle Vce (volt Collecteur/Emetteur).

Si nous appliquons maintenant un signal alternatif sur la Base du transistor, lorsque sa demie onde positive atteint l'amplitude maximale, le transistor consommera plus de courant et par conséquent la tension sur le Collecteur chutera vers 0 V.

Quand la demie onde négative atteindra son amplitude maximale, le transistor consommera moins de courant et par conséquent la tension sur le Collecteur montera vers les 12 V (figure 511).

Regardons le graphe de la figure 512 pour comprendre plus facilement comment varient tension et courant de Collecteur lorsque Ir transistor amplifie un signal alternatif.

Observons le graphe de la figure 511. Comme vous pouvez noter toutes les variations de tension et courant du transistor mais si vous pensiez pouvoir relever ces variations en utilisant un simple ampèremètre, vous serez déçus car celui-ci indiquera à chaque fois la valeur moyenne du courant.

En fait, les variations d'amplitude entre le maximum positif et le maximum négatif sont si rapides que l'aiguille de l'ampèremètre n'arrive pas à les suivre.

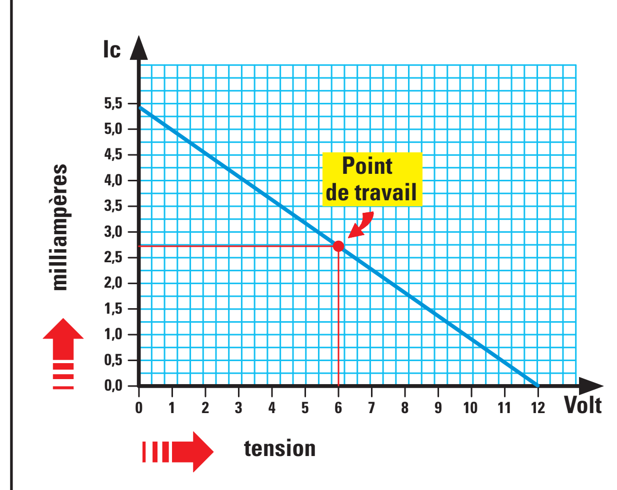


Figure 509: Même sans traceur de courbe il est possible de trouver la ligne de charge en plaçant en abscisse (droite horizontale) la valeur maximale de la tension d'alimentation et en ordonnée (droite verticale) le courant maximum pouvant parcourir le Collecteur du transistor. Si l'on déplace le point de travail sur la ligne de charge le transistor travaille en classe A, B, AB ou C.

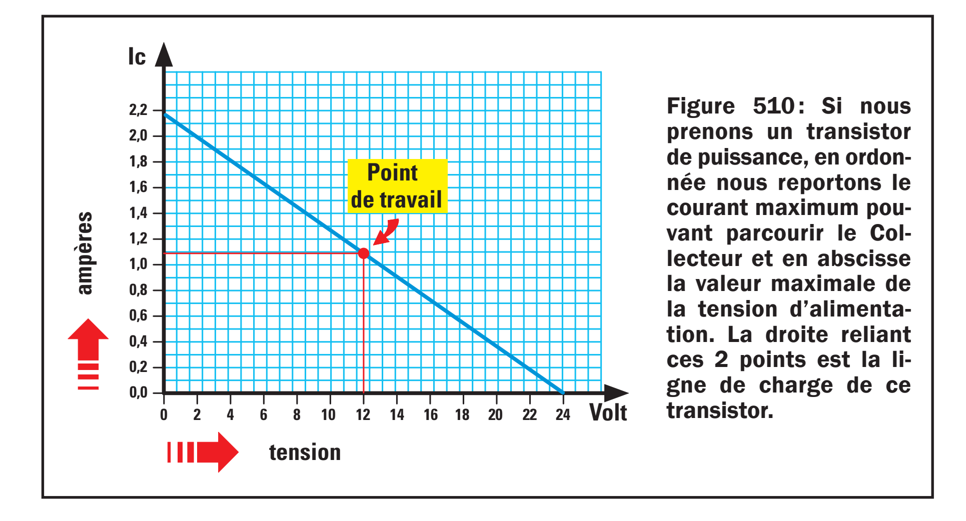


Figure 510: Si nous prenons un transistor de puissance, en ordonnée nous reportons le courant maximum pouvant parcourir le Collecteur et en abscisse la valeur maximale de la tension d'alimentation. La droite reliant ces 2 points est la ligne de charge de ce transistor.

C'est seulement si vous disposez d'un oscilloscope que vous verrez à l'écran les deux demies ondes monter et descendre.
Le signal appliqué sur la Base est prélevé sur le Collecteur déphasé de 180°, parce que la demie onde positive partant d'un minimum de 6 V descend vers 0 V et la demie onde négative, partant d'un minimum de 6 V, monte vers 12 V.

Auparavant nous avions précisé que pour faire travailler un transistor en classe A il faut polariser sa Base de manière que le Collecteur soit à une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation.

Ajoutons maintenant que cette valeur n'est absolument pas critique et qu'une petite différence en ± ne modifie en rien le fonctionnement.

Si le Collecteur est à une tension de 7 V, au lieu de 6 V (figure 513), nous prélèverons toujours à la sortie une onde sinusoïdale; même chose pour une tension de 5 V (figure 516).
Il pourrait, en revanche, y avoir un problème si nous appliquions sur la Base des signaux d'amplitude élevée, ou bien si nous amplifiions le signal de façon exagérée.

Si le Collecteur était à une tension de 7 V et si nous appliquions à l'entrée un signal d'amplitude élevée, nous écrêterions toutes les demies ondes inférieures (figure 518).

Le signal maximal en V que nous pouvons appliquer sur la Base du transistor pour éviter l'écrêtage, se calcule avec la formule:

volt entrée Base = (Vcc x 0,8): gain.

Dans notre exemple nous avons choisi un transistor amplifiant 55 fois et alimenté par une tension de 12 V. Sur la Base, nous ne devons donc jamais appliquer des signaux dont la tension serait supérieure à:

(12 x 0,8): 55 = 0,174 V.

Si cette valeur est dépassée, les 2 extrémités de la demie onde seront écrêtées et nous aurons un signal distordu à la sortie. Si nous alimentons le circuit avec une tension plus élevée, par exemple 15 V, nous pourrons appliquer sur la Base un signal de:

(15 x 0,8): 55 = 0,218 V.

Pour amplifier des signaux de plus grande amplitude, il est nécessaire de réduire le gain et pour cela il suffit de connecter entre l'Emetteur et la masse une résistance (R4, figure 506).

Cette résistance R4 permet de déterminer le gain et, pour savoir de façon approximative mais suffisamment précise combien de fois le signal sera amplifié, vous pouvez mettre à profit la formule:

gain = R3: R4.

La résistance R3 ayant par exemple une valeur de 2 200 ohms et la résistance R4 de 330 ohms, le transistor amplifiera un signal:

2 200: 330 = 6,66 fois.

Donc, en alimentant le transistor avec une tension de 15 V, nous pourrons appliquer sur son entrée un signal maximum de:

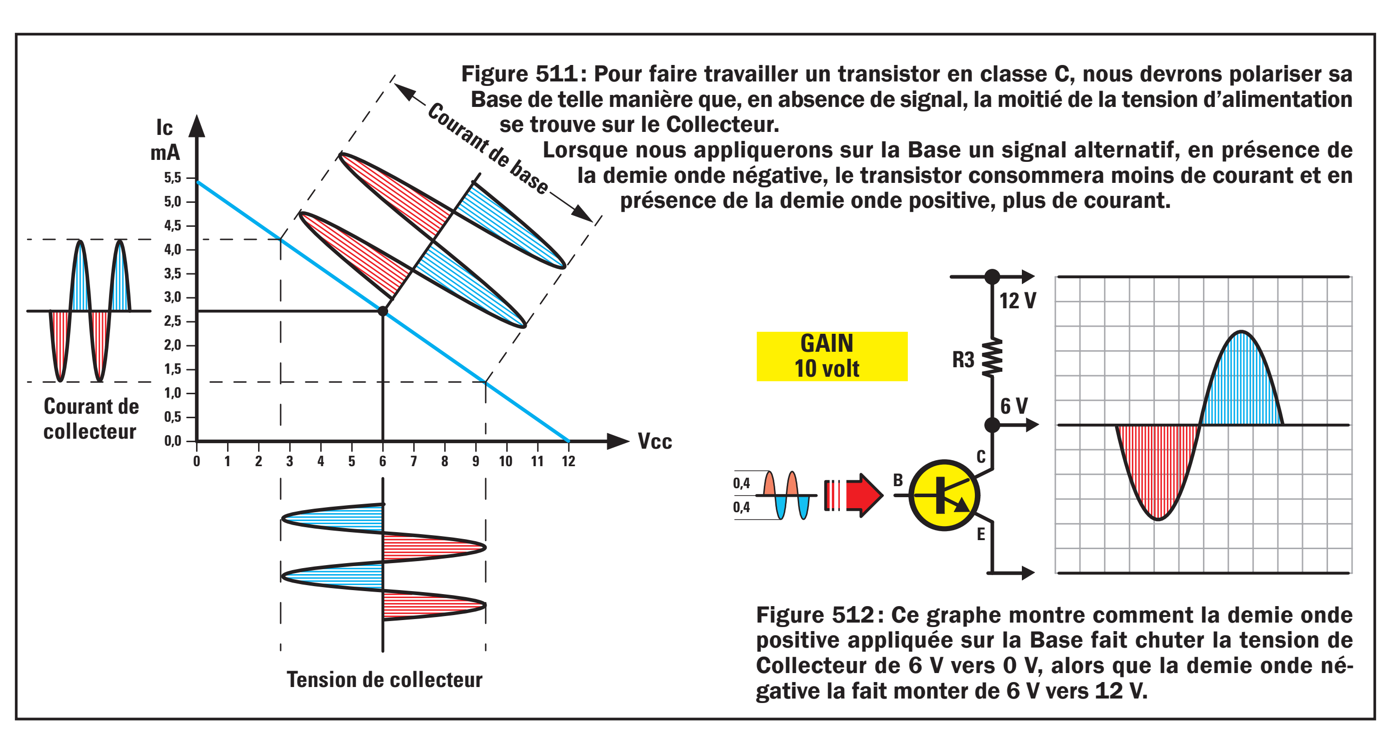


Figure 511: Pour faire travailler un transistor en classe C, nous devrons polariser sa Base de telle manière que, en absence de signal, la moitié de la tension d'alimentation se trouve sur le Collecteur.
Lorsque nous appliquerons sur la Base un signal alternatif, en présence de la demie onde négative, le transistor consommera moins de courant et en présence de la demie onde positive, plus de courant.

Figure 512: Ce graphe montre comment la demie onde positive appliquée sur la Base fait chuter la tension de Collecteur de 6 V vers 0 V, alors que la demie onde négative la fait monter de 6 V vers 12 V.

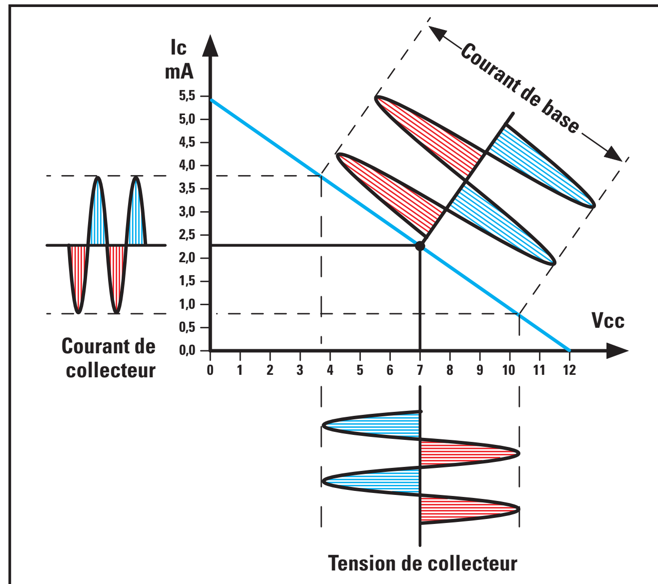


Figure 513: La valeur "moitié de la tension d'alimentation" n'est pas critique et, même avec une tension de 7 V, le signal appliqué sur la Base ne dépasserait pas la ligne de charge.

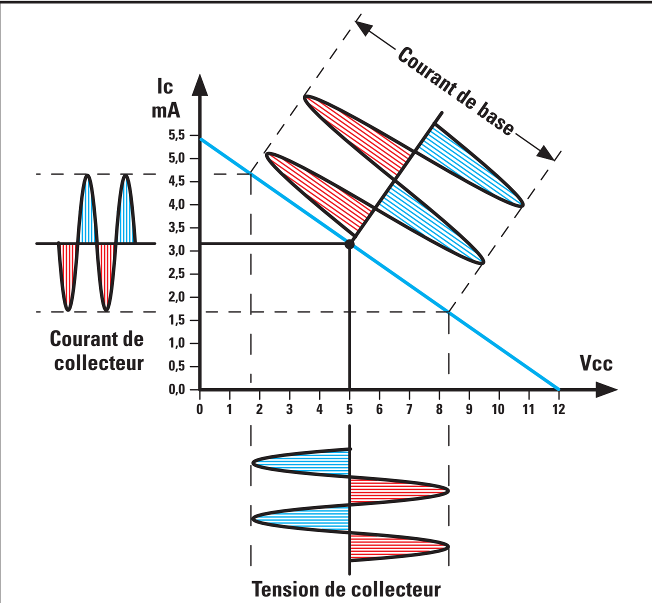


Figure 516: Si une tension de 5 V, au lieu de 6 V, se trouve sur le Collecteur, là encore le signal appliqué sur la Base ne dépassera pas la ligne de charge.

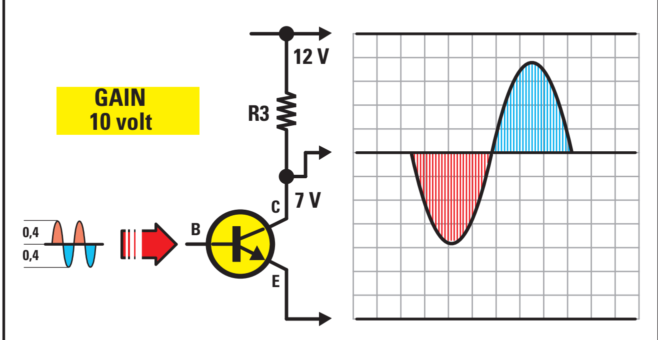


Figure 514: Si nous déplaçons le point de travail de manière à retrouver sur le Collecteur une tension de 7 V, au lieu de 6 V, la sinusoïde amplifiée ne sortira pas de ses limites de 12 V et de 0 V.

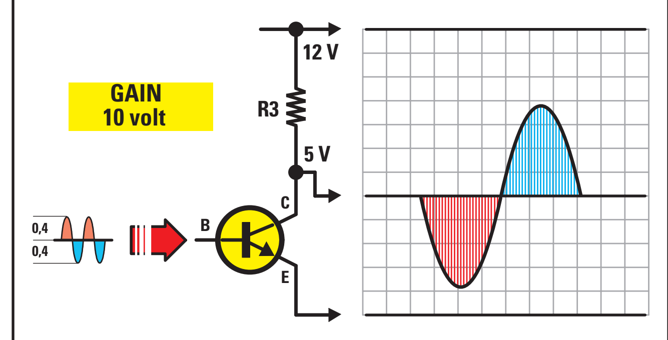


Figure 517: Si nous déplaçons le point de travail de manière à retrouver sur le Collecteur une tension de 5 V, au lieu de 6 V, la sinusoïde amplifiée ne sortira pas de ses limites de 12 V et de 0 V.

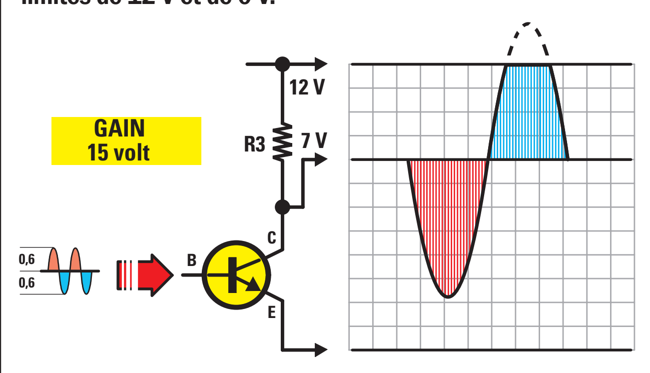


Figure 515: Cependant, si nous augmentons le gain du transistor, une partie du signal sera écrêtée et nous aurons ainsi un signal distordu. Pour éviter cette distorsion, il suffit de réduire le gain ou l'amplitude du signal entrant par la Base.

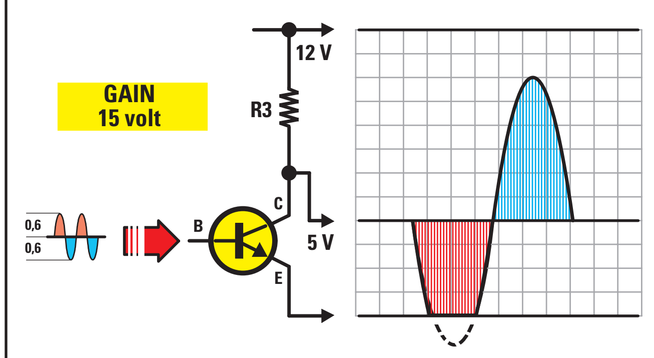


Figure 518: Cependant, si nous augmentons le gain du transistor, une partie du signal sera écrêtée et nous aurons ainsi un signal distordu. Pour éviter cette distorsion, il suffit de réduire le gain ou l'amplitude du signal entrant par la Base.

(15 x 0,8): 6,66 = 1,8 V.

Dans notre exemple nous avions choisi pour R3 une valeur de 2 200 ohms et pour R4 330 ohms mais si, dans un circuit, nous trouvions une R3 de 10 000 ohms et une R4 de 1 500 ohms, le gain serait le même:

10 000: 1 500 = 6,66 fois.

La classe A est normalement utilisée pour amplifier un signal avec une distorsion très faible, parce qu'on fait travailler le transistor au repos sur la moitié de la droite en diagonale de la ligne de charge (figure 511).

L'unique inconvénient présenté par la classe A est que le transistor consomme toujours le même courant que ce soit en absence de signal ou à la puissance maximale: par conséquent il faut dissiper une grande quantité de chaleur accumulée par le boîtier.

C'est pourquoi la classe A ne permet pas d'obtenir un étage final de puissance élevée mais les audiophiles la préfèrent aux autres en raison de sa très basse distorsion. ◇

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs en classe A, B ou C

seconde partie et fin

Un transistor en classe B
Pour faire travailler un transistor en classe B, il faut polariser sa Base de manière que son point de travail se trouve à la limite inférieure de sa ligne de charge (figure 519).

En absence de signal aucun courant ne traverse le Collecteur et quand le signal BF arrive sur la Base, le transistor commence à conduire lorsque la tension du signal dépasse le niveau de 0,65 V nécessaire pour qu'il entre en conduction.

Si nous pilotons un transistor NPN, celui-ci ne pourra entrer en conduction qu'en présence de demies ondes positives et non de demies ondes négatives, lesquelles ne seront jamais amplifiées.

Si nous pilotons un transistor PNP, celui-ci ne pourra entrer en conduction qu'en présence de demies ondes négatives et non de demies ondes positives, lesquelles ne seront jamais amplifiées.

Sachant qu'en classe B un transistor NPN est capable d'amplifier les seules demies ondes positives et un transistor PNP le seules demies ondes négatives, pour amplifier les 2, il sera nécessaire d'utiliser 2 transistors, un NPN et un PNP en série (figure 520).

Si nous prélevons le signal sur les 2 Emetteurs des transistors, nous obtiendrons l'onde sinusoïdale complète appliquée en entrée.



La classe B présente l'avantage de fournir en sortie une puissance élevée mais avec une distorsion non négligeable.

En fait, avant que la demie onde positive puisse faire entrer en conduction le transistor NPN et que la demie onde négative puisse faire entrer en conduction le transistor PNP, les 2 signaux doivent dépasser le niveau de seuil requis, soit 0,65 V.

Donc, quand le signal passe de la demie onde positive à la demie onde négative ou vice versa, un temps de pause se produit pendant lequel aucun des 2 transistors n'est en conduction (figure 520).

Cette pause entre les 2 demies ondes s'appelle "distorsion de croisement".

Donc le seul avantage de la classe B est que les 2 transistors ne consomment aucun courant en absence de signal et le maximum de courant en présence du signal.

Un transistor en classe AB
Pour pouvoir obtenir à la sortie d'un étage final la puissance élevée d'une classe B sans distorsions de croisement indésirables, on utilise la classe AB et un transistor NPN en série avec un PNP.

Sachant qu'un transistor commence à conduire lorsqu'une tension de 0,65 V est présente sur sa Base, nous pouvons appliquer cette tension en plaçant 2 diodes au silicium alimentées par les résistances R1-R2 (figure 522).

Quand, sur la Base du NPN, arrive le signal BF, le transistor amplifie les demies ondes positives complètes car il se trouve déjà en conduction, mais pas en mesure d'amplifier les demies ondes opposées négatives.

Quand, sur la Base du NPN, arrive le signal BF, le transistor amplifie les demies ondes négatives complètes car il se trouve déjà en conduction, mais pas en mesure d'amplifier les demies ondes opposées positives.

Si nous prélevons le signal amplifié sur les Emetteurs des transistors NPN et PNP, nous obtenons une onde sinusoïdale complète.

Le signal sinusoïdal sortant de cet étage est exempt de distorsion, parce qu'il n'y a plus aucune pause entre la demie onde positive et la demie onde négative, comme c'était le cas en classe B.

L'avantage principal de la classe AB est d'obtenir une puissance de sortie élevée avec un courant de Collecteur dérisoire en absence de signal.

Avec une dissipation minime au repos, les transistors chauffent moins par rapport à un étage final en classe A et il est donc possible de réduire la taille des dissipateurs.

La classe AB est normalement utilisée pour réaliser des étages finaux de puissance Hi-Fi.

Un transistor en classe C

La classe C n'est jamais utilisée pour amplifier des signaux BF parce que, même s'il est possible d'obtenir une puissance de sortie élevée, le signal est notablement distordu : c'est pourquoi la classe C s'utilise exclusivement pour réaliser des étages finaux en haute fréquence.

Comme vous pouvez le voir sur la figure 524, la Base d'un transistor en classe C n'est jamais polarisée et dans presque tous les schémas on peut voir que la Base est à la masse à travers une self RF, ou HF, c'est la même chose (figure 525), servant seulement à empêcher que le signal HF, venant du transistor pilote, ne se décharge à la masse.

Vous devez savoir encore ceci

Beaucoup de gens croient qu'un étage final en push-pull est forcément sem-

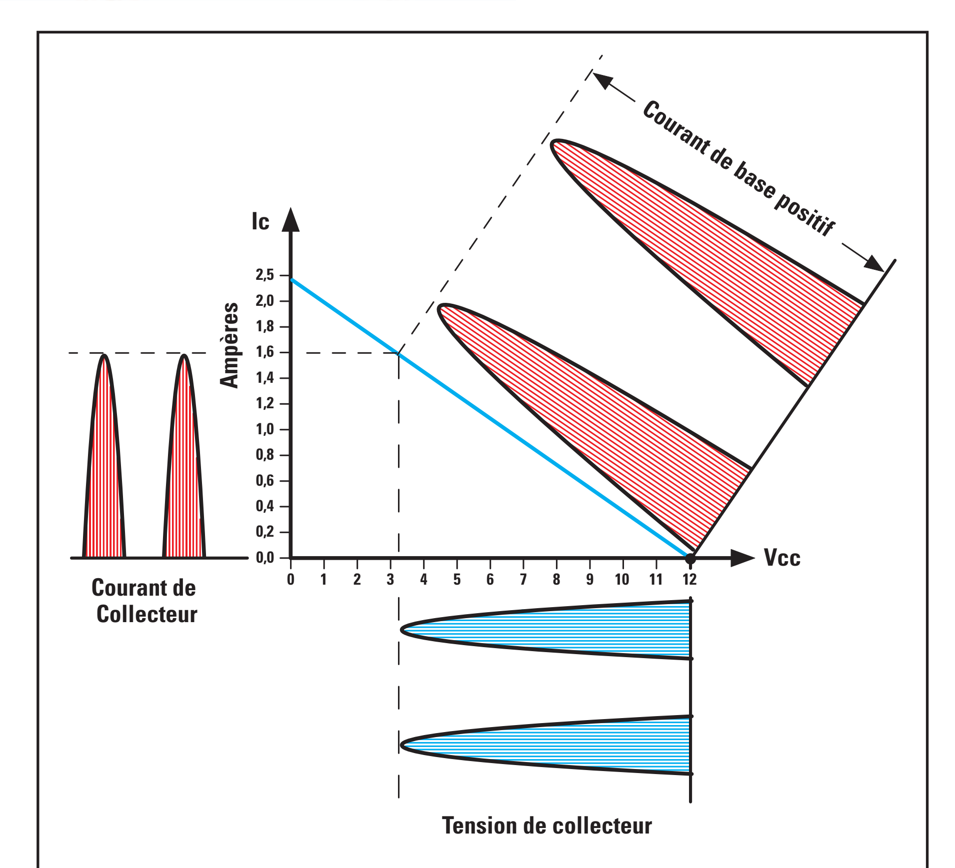


Figure 519 : Si nous ne polarisons pas la Base d'un transistor, celui-ci travaille en classe B et donc, en absence de signal, aucun courant ne circulera dans le Collecteur ; par contre sur ce dernier on trouvera la tension positive maximale (figure 503).

Si nous appliquons sur la Base d'un transistor NPN un signal sinusoïdal, il amplifiera au maximum les seules demies ondes positives, lorsque celles-ci dépassent 0,65 V. Si le transistor était un PNP, il amplifierait les seules demies ondes négatives. Pour amplifier les 2 demies ondes, nous devrions monter en série un NPN et un PNP (figure 520).

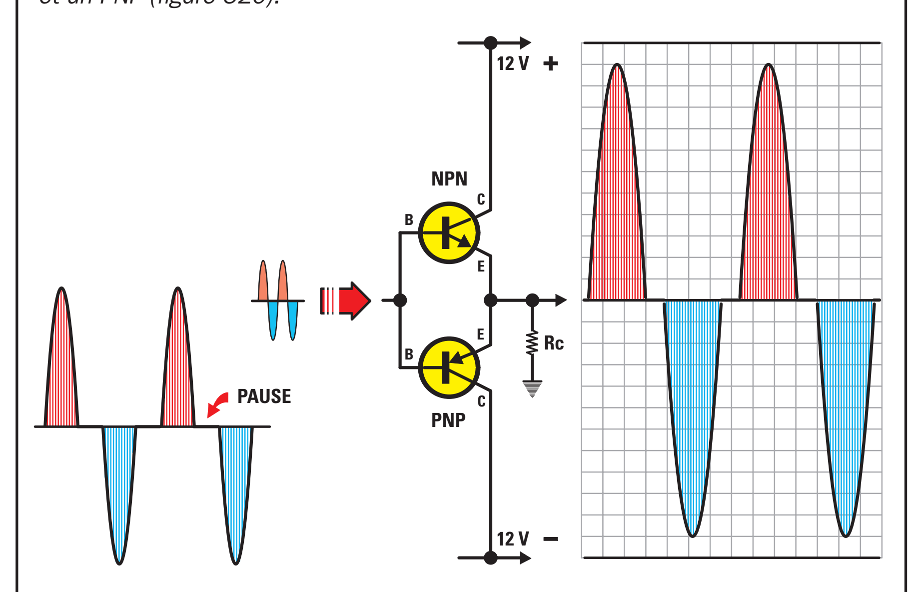


Figure 520 : Pour réaliser un étage final en classe B, il faut 2 transistors, un NPN et un PNP, alimentés par une tension double symétrique. Comme les transistors commencent à conduire seulement quand les 2 demies ondes dépassent 0,65 V, celles-ci seront toujours séparées par une pause produisant une distorsion de croisement.

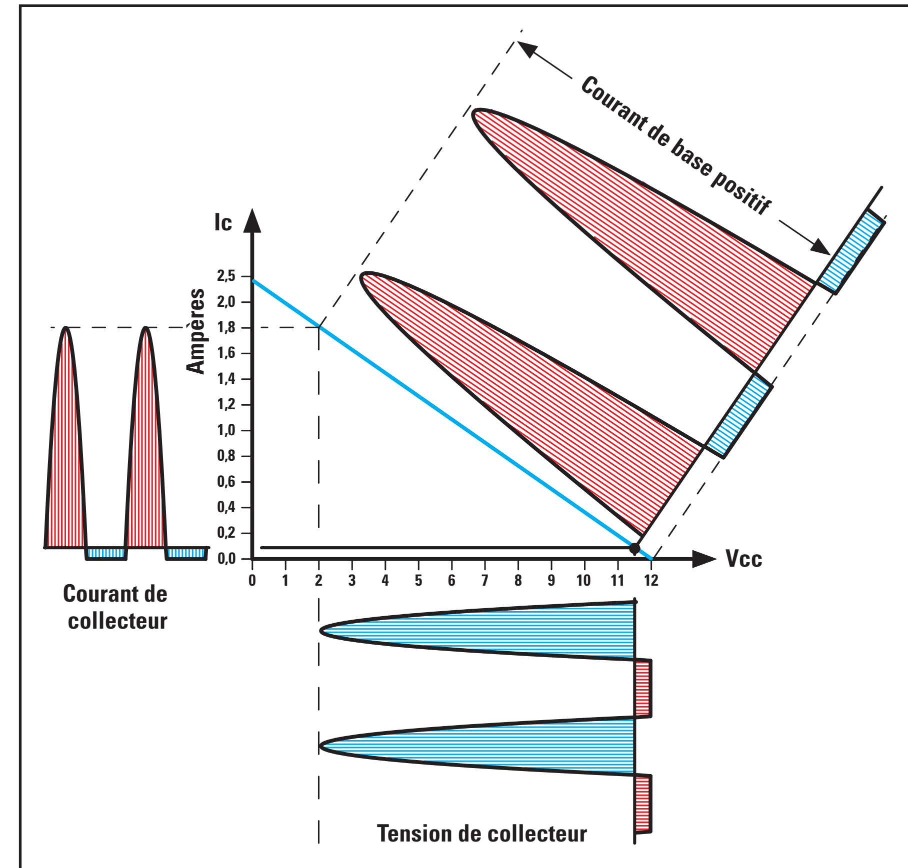


Figure 521: Si nous polarisons la Base d'un transistor avec une tension de 0,65 V, celui-ci travaille en classe AB. Si nous appliquons sur la Base d'un transistor NPN un signal sinusoïdal, il amplifiera aussitôt au maximum les seules demies ondes positives parce qu'il est déjà à la limite de conduction. Pour amplifier aussi la demie onde opposée négative, nous devrons monter en série un NPN et un PNP (figure 522).

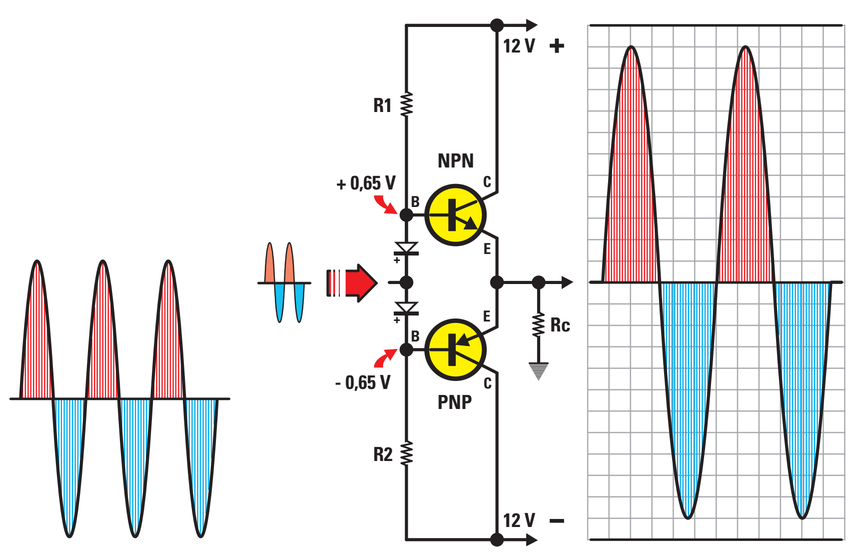


Figure 522: Un étage final utilisant un transistor NPN et un PNP en classe AB, doit être alimenté par une tension double symétrique. Comme les transistors commencent à conduire tout de suite, nous ne retrouverons plus entre les 2 demies ondes la pause (comme en classe B, figure 520) et donc nous obtiendrons un signal parfaitement sinusoïdal.

blable à celui que montre la figure 526, avec, en entrée comme en sortie, un transformateur à prise centrale ; eh bien pourtant les autres étages à 2 transistors, qu'ils s'appellent "single-ended" ou "à symétrie complémentaire", sont aussi des push-pull.

Les 2 transistors NPN du schéma de la figure 526 amplifient les seules demies ondes positives mais, comme sur leurs Bases arrive un signal déphasé de 180°, quand la demie onde positive arrive sur le premier transistor la demie onde négative arrive sur le second et vice versa.

Quand la demie onde positive arrive sur le premier transistor il l'amplifie, alors que le second transistor, sur lequel arrive la demie onde négative, le signal étant déphasé de 180°, ne l'amplifie pas.

Quand la demie onde négative arrive sur le premier transistor il ne l'amplifie pas mais, comme la demie onde positive arrive sur le second transistor, celui-ci l'amplifie.

Donc, dans le laps de temps pendant lequel le premier transistor travaille, le second est au repos et, dans le laps de temps pendant lequel le premier transistor est au repos, le second travaille.

Comme les 2 Collecteurs des transistors sont reliés à un transformateur de sortie doté d'une prise centrale (T2), sur son secondaire on prélèvera une sinusoïde complète.

Si la prise centrale du transformateur d'entrée alimentant les Bases (T1) est reliée à la masse, les 2 transistors commencent à conduire seulement lorsque les demies ondes positives dépassent le 0,65 V requis pour les faire conduire et donc c'est un étage en classe B.

Si la prise centrale du transformateur est reliée à un partiteur résistif pouvant fournir aux Bases des transistors une tension de 0,65 V pour les faire conduire (figure 521), c'est un étage en classe AB.

Un étage final en push-pull peut aussi être réalisé sans aucun transformateur (figure 527) mais, dans ce cas, les 2 transistors finaux NPN devront être pilotés par un autre transistor NPN (TR1) qui déphasera de 180° le signal arrivant sur les Bases des finaux.

En connectant deux résistances d'égales valeurs (R3-R4) sur le Collecteur et sur l'Emetteur du transistor TR1, sur ces 2 sorties (C et E) nous prélèverons un signal déphasé de 180°.
Ce schéma n'utilisant aucun transformateur s'appelle étage final "single-ended".

Si les Bases des 2 transistors TR2-TR3 sont polarisées de manière telle qu'elles consomment, en absence de signal, la moitié de leur courant maximum (figure 511), l'étage final travaillera en classe A et donc les 2 transistors amplifieront aussi bien les demies ondes positives que les demies ondes négatives.

Si les Bases des deux transistors TR2 et TR3 sont polarisées avec une tension de 0,65 V (voir figure 521), l'étage final travaillera en classe AB et donc un transistor amplifiera les seules demies ondes positives et l'autre les seules demies ondes négatives, comme dans le push-pull de la figure 526.

Comme les transistors TR2-TR3 sont en série, leur jonction Emetteur/Collecteur est à une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation et donc, afin d'éviter que celle-ci ne se décharge à la masse à travers le haut-parleur, nous devrons toujours connecter ce dernier aux 2 transistors par l'intermédiaire d'un condensateur électrolytique.

Si nous réalisons un étage final en push-pull en reliant en série un NPN avec un PNP (voir la figure 528), nous obtenons un étage final "à symétrie complémentaire".

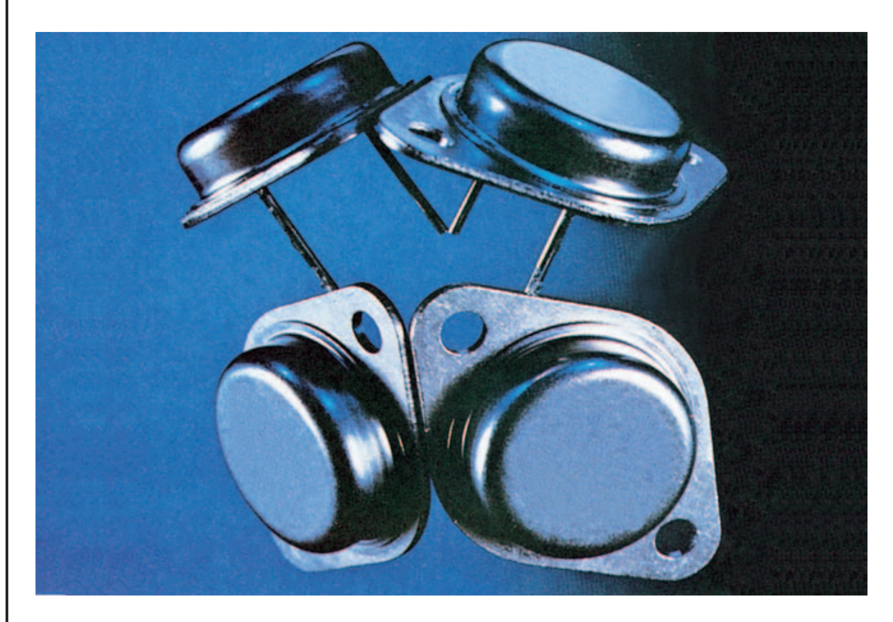


Figure 523: Autrefois tous les transistors de puissance avaient un boîtier métallique mais, récemment, d'autres, en boîtier plastique, sont apparus. En haute fréquence on peut réaliser un étage final en classe B ou AB utilisant un seul transistor.

Figure 524: Même la Base d'un transistor travaillant en classe C n'est pas polarisée parce qu'elle est connectée à la masse à travers une self HF (JAF1, figure 525). Lorsque la demie onde positive appliquée sur la Base, dépasse le niveau de seuil de 0,65 V, le transistor l'amplifie selon son gain maximum. Même si une seule demie onde est amplifiée, ce sera au circuit accordé C1/L1 ou au filtre passe-bas, toujours relié au Collecteur, de recréer la demie onde manquante car ils font office de "volant d'inertie".

En absence de signal, aucun courant ne circule dans le Collecteur et, lorsqu'arrivera sur la Base un signal HF, le transistor consommera le courant maximum.

Figure 525: Schéma électrique d'un étage amplificateur en classe C. Le circuit d'accord C1/L1 est calculé pour être accordé sur la fréquence de travail.

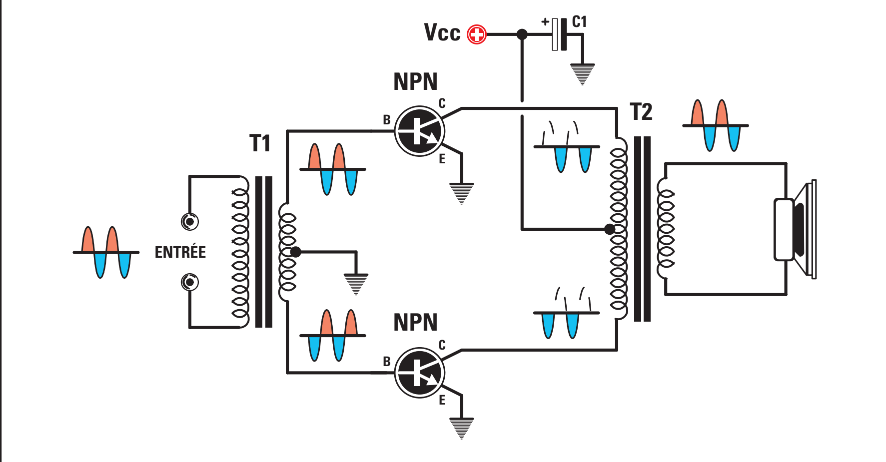


Figure 526 : Schéma classique d'un étage final en push-pull utilisant en entrée et en sortie 2 transformateurs à prise centrale.

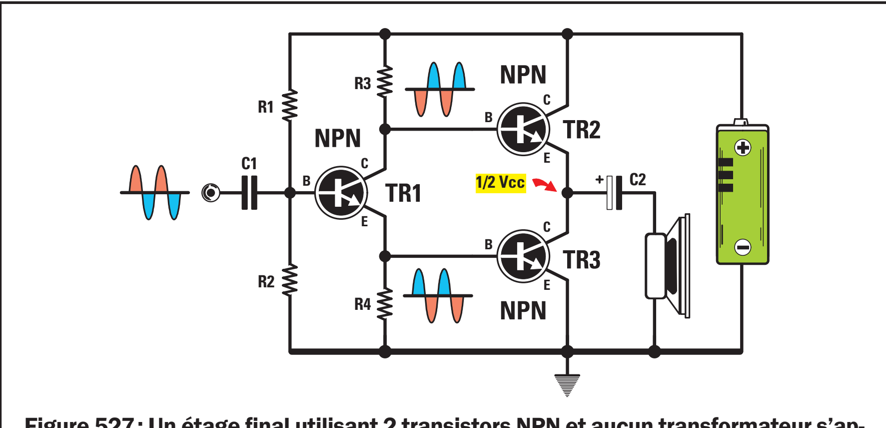


Figure 527 : Un étage final utilisant 2 transistors NPN et aucun transformateur s'appelle "single-ended". Le transistor TR1 sert à déphaser le signal BF de 180°.

Le transistor NPN amplifiera les seules demies ondes positives et le transistor PNP les seules demies ondes négatives.

Pour faire travailler cet étage final en classe AB nous devrons appliquer sur les Bases des 2 transistors les diodes au silicium DS1-DS2 permettant d'obtenir le 0,65 V requis pour les rendre légèrement conducteurs (figure 521).

Si nous prélevons le signal amplifié sur les Emetteurs des 2 transistors en série, nous obtenons l'onde sinusoïdale.

Un étage final utilisant un NPN et un PNP est presque toujours alimenté avec une tension double symétrique, c'est-à-dire fournissant une tension positive par rapport à la masse du transistor NPN et une tension négative par rapport à la masse du transistor PNP.

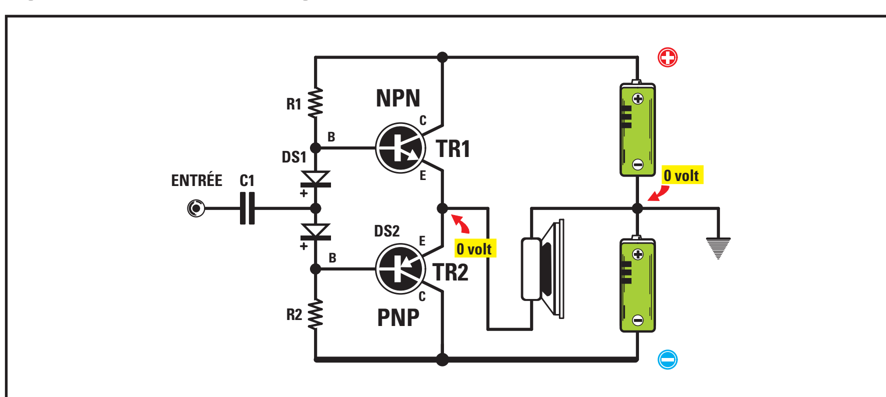


Figure 528 : Un étage final utilisant un transistor NPN et un PNP en série s'appelle "à symétrie complémentaire". Cet étage final est alimenté normalement par une alimentation double symétrique. Le haut-parleur est relié directement à l'Emetteur sans condensateur.

En alimentant cet étage final avec une tension double, nous obtiendrons sur les 2 Emetteurs des transistors une tension de 0 V par rapport à la masse et donc le haut-parleur pourra être relié directement entre les 2 Emetteurs et la masse sans aucun condensateur.

Un étage final utilisant un transistor NPN et un PNP peut aussi être alimenté par une tension simple asymétrique (figure 529) mais si, en sortie, on désire obtenir la même puissance qu'avec une alimentation double, il faudra doubler la tension d'alimentation parce que les transistors ne recevront que la moitié de la tension.

Comme une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation est présente sur la jonction Emetteur/Emetteur des 2 transistors NPN-PNP, afin d'éviter que cette tension ne détruise le haut-parleur, il est nécessaire d'isoler ce dernier avec un condensateur électrolytique laissant passer seulement le signal BF et non la tension continue.

Arrivés à ce stade de nos explications, nous avons le sentiment que cette leçon aura porté ses fruits et que nous avons

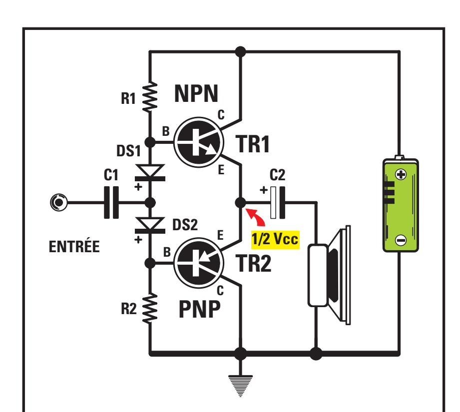


Figure 529 : Un étage final à symétrie complémentaire peut aussi être alimenté par une alimentation simple asymétrique mais, comme une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation est présente sur les 2 Emetteurs, le haut-parleur est relié à la sortie à travers un condensateur électrolytique.

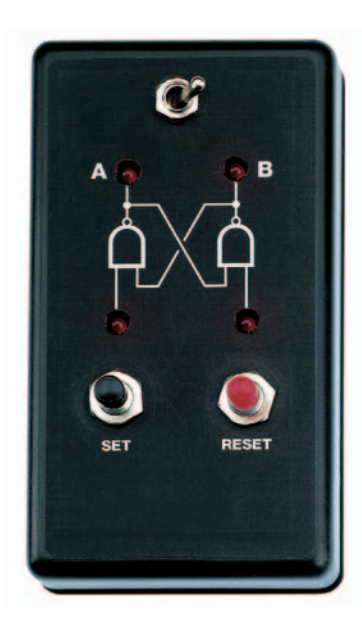
réussi à vous faire clairement comprendre en quoi diffèrent les diverses classes d'amplification A, B, AB et C. Aussi, quand vous verrez le schéma d'un étage amplificateur BF, vous saurez tout de suite en quelle classe il travaille.

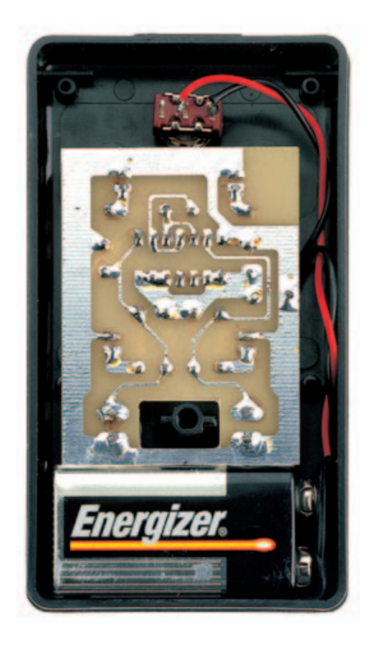
Quant à la classe C, nous vous rappelons qu'elle n'est pas utilisée en BF mais en HF (ou RF) et qu'elle permet de réaliser, avec un seul transistor, des étages de puissance pour émetteurs. ◆

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les FLIP-FLOP





Quand les premiers circuits intégrés numériques firent leur apparition, la majeure partie des passionnés d'électronique ne connaissait que très superficiellement leur fonctionnement. Mais aujourd'hui plus aucun étudiant en électronique n'ignore ce qu'est une porte NAND ou NOR ou INVERTER.

Comme il se publie de plus en plus de schémas avec ces étranges configurations de portes numériques, nous vous expliquerons dans cette leçon la différence existant entre un FLIP-FLOP de type S-R et un FLIP-FLOP de type D.

Le FLIP-FLOP de type Set-Reset, constitué par un couple de NAND ou de NOR, sert à commuter les deux sorties du niveau logique 1 au niveau logique 0 et vice versa, par conséquent il est employé normalement dans tous les circuits numériques comme commutateur électronique simple.

Le FLIP-FLOP de type D, tout à fait différent du précédent, est utilisé normalement pour diviser par 2 une fréquence, ou bien un temps.

Si l'on monte en série 2 FLIP-FLOP de type D, on obtient un diviseur par 2 x 2 = 4. Si l'on en monte 3 en série, on obtient un diviseur par 2 x 2 x 2 = 8. Si l'on en monte 4 en série, un diviseur par 2 x 2 x 2 x 2 = 16. Si l'on en monte 5 en série, par 2 x 2 x 2 x 2 x 2 = 32. Pour chaque FLIP-FLOP ajouté on obtient toujours un facteur de division double par rapport au précédent.

Savez-vous comment fonctionne un circuit FLIP-FLOP ?

Dans maint appareils électroniques on utilise des circuits FLIP-FLOP mais peut-être tout le monde n'en connaît-il pas encore le fonctionnement. Aussi, dans cette leçon, nous allons expliquer ce qu'ils sont, comment ils fonctionnent et dans quelles applications ils sont utilisés.

Avant de poursuivre, nous vous conseillons de relire la leçon sur les signaux numériques, signaux définis par deux niveaux seulement :

- niveau logique 1

- niveau logique 0

On dit qu'un signal est au niveau logique 1 quand la valeur positive de sa tension est identique à celle alimentant le circuit intégré.

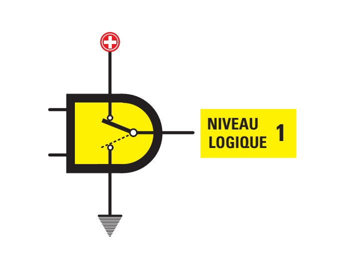


Figure 530: Quand une broche est au niveau logique 1, elle peur être considérée reliée internement à la tension positive d'alimentation.

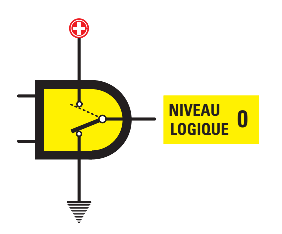


Figure 531: Quand une broche est au niveau logique 0, elle peut être considérée reliée internement à la masse.

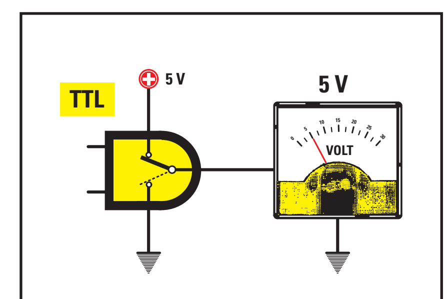


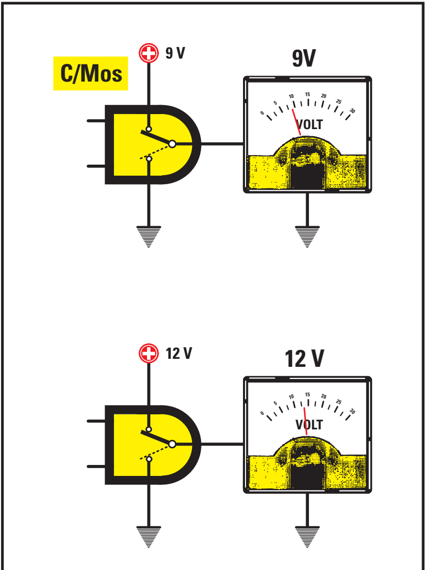
Figure 532: Si l'on utilise des circuits intégrés TTL, toujours alimentés par une tension positive de 5 V, il va de soi que leur niveau logique aura une valeur de 5 V.

On dit qu'un signal est au niveau logique 0 quand la valeur de sa tension est de 0 V.

Afin de mieux comprendre la signification du niveau logique 1 et du niveau logique 0, essayez d'imaginer que les broches de sortie du circuit intégré sont reliées, à l'intérieur, à un hypothétique commutateur, se commutant à la tension positive d'alimentation ou à la masse (figures 530 et 531).

Si le circuit intégré est un TTL, toujours alimenté par une tension de 5 V, son niveau logique 1 correspond à une tension positive de 5 V (figure 532).

Si le circuit intégré est un CMOS, toujours alimenté par une tension entre 5 et 18 V, son niveau logique 1 correspond



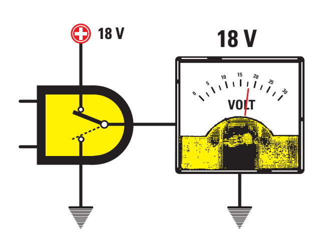


Figure 533: Si l'on utilise des circuits intégrés CMOS, pouvant être alimentés par des tensions variables de 5 à 18 V, il va de soi que leur niveau logique aura une valeur égale à la tension d'alimentation.

à la valeur de la tension d'alimentation. Donc, si nous l'alimentons avec une tension de 9 V, son niveau logique 1 aura une valeur de 9 V. Si nous l'alimentons avec une tension de 12 V, son niveau logique 1 aura une valeur de 12 V et si nous l'alimentons en 18 V, une valeur de 18 V (figure 533).

Maintenant que nous vous avons remémoré ce qu'est un niveau logique 1 et un niveau logique 0, nous pouvons passer à la présentation des divers types de FLIP-FLOP.

Le FLIP-FLOP de type SET-RESET avec NAND

Pour réaliser un FLIP-FLOP de type Set-Reset utilisant des portes NAND, il est nécessaire d'en relier deux comme on le voit à la figure 535.

Comme les entrées Set et Reset d'un FLIP-FLOP avec portes NAND au repos sont contraintes au niveau logique 1, il est nécessaire de les connecter à la tension positive d'alimentation à travers les 2 résistances R1-R2.

Vous noterez que, entre l'entrée Reset et la masse de ce FLIP-FLOP est connecté un condensateur électrolytique de quelques microfarads (C1), obligeant cette entrée à rester une fraction de seconde au niveau logique 0 la première fois que le FLIP-FLOP est connecté à sa tension d'alimentation.

Le condensateur électrolytique déchargé, est présent sur l'entrée Set le niveau logique 1 et sur l'entrée Reset un niveau logique 0: par conséquent, sur les sorties A-B du FLIP-FLOP nous trouvons les niveaux logiques:

Set	Reset	sortie A	sortie B
1	0	0	1

Le condensateur électrolytique chargé, la broche Reset est également au niveau logique 1, mais les niveaux logiques des deux sorties A-B ne changent pas:

Set	Reset	sortie A	sortie B
1	1	0	1

Pour commuter les deux sorties A-B, il est nécessaire de presser le poussoir Set de manière à porter son entrée au niveau logique 0 et en effet on aura:

Set	Reset	sortie A	sortie B
0	1	1	0

Cette condition étant obtenue, si nous pressons de nouveau le poussoir Set, les deux sorties ne changeront pas d'état. Pour changer, il est nécessaire de presser le bouton Reset de manière à porter son entrée au niveau logique 0:

Set	Reset	sortie A	sortie B
1	0	0	1

Cette condition étant obtenue, si nous pressons de nouveau le poussoir Reset, les deux sorties ne changeront pas d'état. Pour le faire, il est nécessaire de presser le poussoir Set.

Le tableau 1 reporte toutes les séquences d'un FLIP-FLOP utilisant deux portes NAND:

Tableau 1: Table de vérité d'un FLIP-FLOP à 2 NAND.

entrée Set	entrée Reset	sortie A	sortie B
1	0	0	1
1	1	0	1
0	1	1	0
1	1	1	0

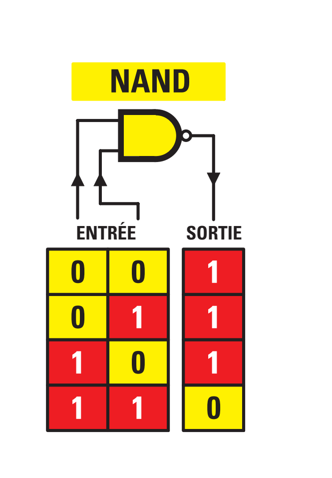


Figure 534 : Table de Vérité d'une porte NAND.

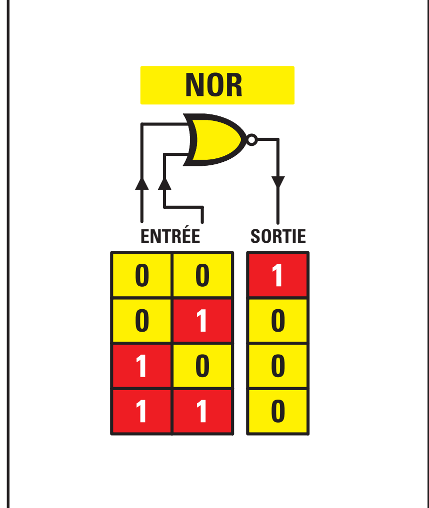


Figure 537 : Table de Vérité d'une porte NOR

Important

Si vous réalisez un FLIP-FLOP Set-Reset avec des portes TTL, la valeur des résistances R1-R2 doit être comprise entre 220 et 330 ohms.

Si vous réalisez un FLIP-FLOP avec des portes CMOS, la valeur des résistances R1-R2 peut atteindre une valeur de quelques kilohms.

Le FLIP-FLOP de type SET-RESET avec NOR

Pour réaliser un FLIP-FLOP de type Set-Reset avec des portes NOR, il est nécessaire d'en relier deux comme le montre la figure 538. Les entrées Set et Reset d'un FLIP-FLOP à portes NOR au repos étant contraintes au niveau logique 0, il est nécessaire de les relier à la masse à travers deux résistances R1-R2.

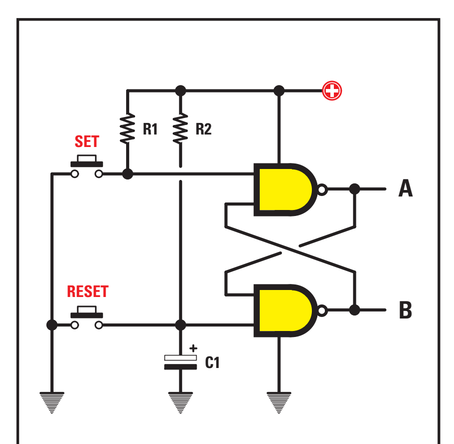


Figure 535 : Schéma électrique d'un FLIP-FLOP Set-Reset utilisant deux portes NAND. La table de Vérité de ce FLIP-FLOP est reportée figure 536.

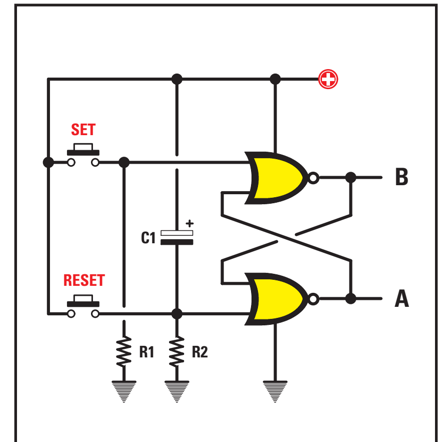


Figure 538 : Schéma électrique d'un FLIP-FLOP Set-Reset utilisant deux portes NOR. La table de Vérité de ce FLIP-FLOP est reportée figure 539.

Vous l'aurez noté, entre le + de l'alimentation et l'entrée Reset de ce FLIP-FLOP est relié un condensateur électrolytique d'une valeur de quelques microfarads, obligeant cette entrée à rester une fraction de seconde au niveau logique 1 la première fois que la tension d'alimentation est appliquée au FLIP-FLOP.

Condensateur électrolytique déchargé, un niveau logique 0 est présent sur l'entrée Set alors qu'un niveau logique 1 est sur l'entrée Reset : par conséquent nous trouvons sur les sorties A-B du FLIP-FLOP les niveaux logiques suivants :

Set	Reset	sortie A	sortie B
0	1	0	1

Condensateur électrolytique chargé, la broche Reset prendra le niveau logique 0 mais les niveaux logiques sur les deux sorties ne changeront pas :

Set	Reset	sortie A	sortie B
0	0	0	1

Pour commuter les deux sorties A-B, il est nécessaire de presser le poussoir Set de manière à porter son entrée au niveau logique 1 et en effet on aura :

Set	Reset	sortie A	sortie B
1	0	1	0

Cette condition étant obtenue, si nous pressons de nouveau le poussoir Set, les deux sorties ne changeront pas d'état. Pour le changer, il est nécessaire de presser le poussoir Reset de façon à porter son entrée au niveau logique 1 :

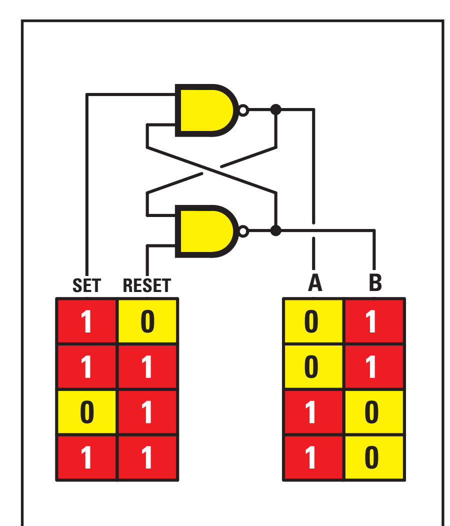


Figure 536 : Cette table de Vérité montre les niveaux logiques présents sur les sorties A-B d'un FLIP-FLOP utilisant deux portes NAND.

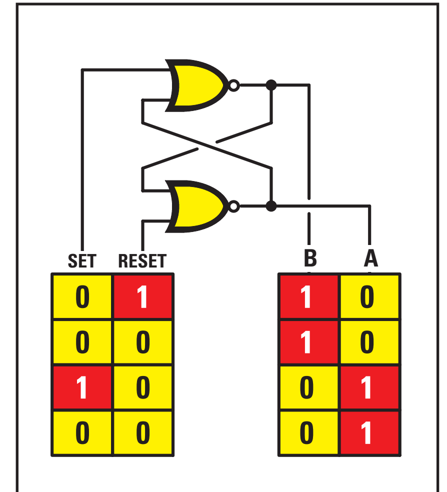


Figure 539 : Cette table de Vérité montre les niveaux logiques présents sur les sorties A-B d'un FLIP-FLOP utilisant deux portes NOR.

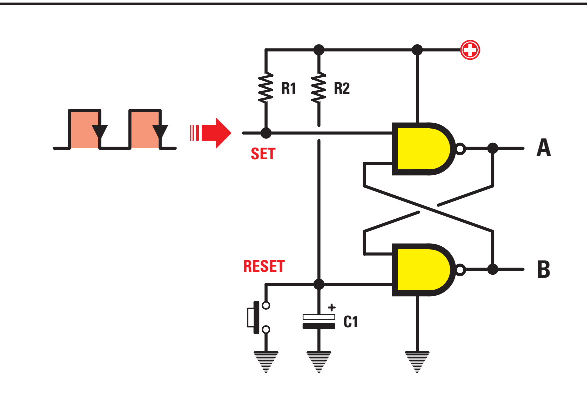


Figure 540 : Pour changer les niveaux logiques de la broche d'entrée Set d'un FLIP-FLOP à deux portes NAND, il est possible de substituer au poussoir Set des impulsions prélevées à la sortie d'un quelconque circuit intégré numérique.

Note : *Les sorties A-B se commuteront seulement quand le signal sur l'entrée Set passera du niveau logique 1 au niveau logique 0.*

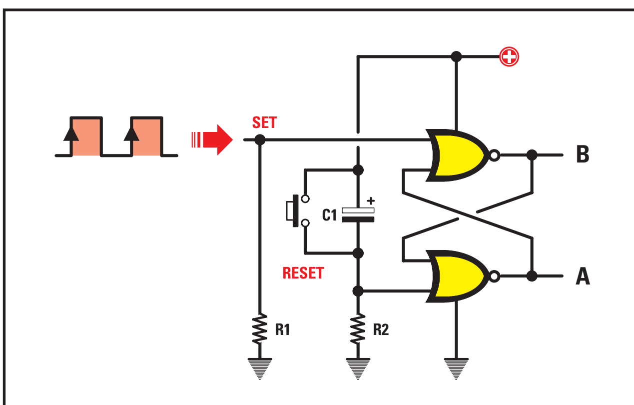


Figure 541 : De la même manière, pour changer les niveaux logiques sur la broche d'entrée Set d'un FLIP-FLOP à deux portes NOR, il est possible de substituer au poussoir Set des impulsions prélevées à la sortie d'un quelconque circuit intégré numérique.

Note : *Les sorties A-B se commuteront seulement quand le signal sur l'entrée Set passera du niveau logique 0 au niveau logique 1.*

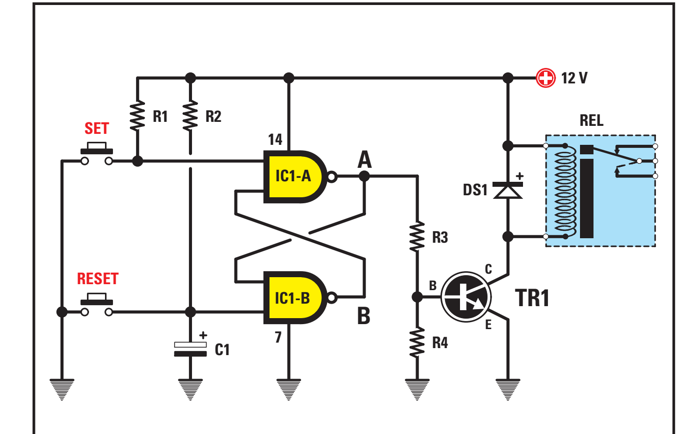


Figure 542 : Avec ce circuit, si nous pressons le poussoir Set, le relais sera excité et il se désexcitera si nous pressons le poussoir Reset.

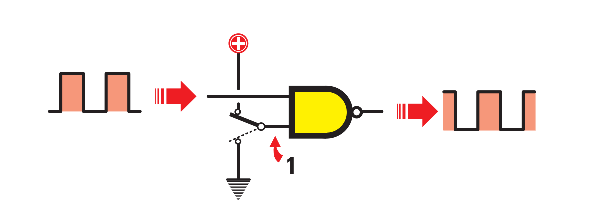


Figure 543 : Pour obtenir la fréquence, appliquée sur une des deux entrées, sur la broche de sortie d'un NAND, l'entrée opposée est commutée au niveau logique 1.

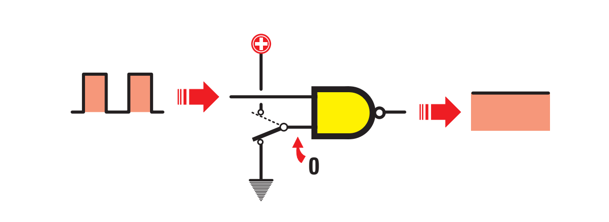


Figure 544 : Pour éviter que la fréquence appliquée sur une des deux entrées ne passe sur la broche de sortie, il suffit de commuter l'entrée opposée au niveau logique 0.

Set	Reset	sortie A	sortie B
0	1	0	1

Si nous pressons de nouveau plusieurs fois le poussoir Reset, les deux sorties ne changeront pas. Pour les changer, il est nécessaire de presser le poussoir Set.

Le tableau 2 reporte toutes les séquences d'un FLIP-FLOP à deux portes NOR :

entrée Set	entrée Reset	sortie A	sortie B
0	1	0	1
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0

Important

Si vous réalisez un FLIP-FLOP à portes TTL, la valeur des résistances R1-R2 doit être comprise entre 220 et 330 ohms.

Si vous réalisez un FLIP-FLOP à portes CMOS, la valeur des résistances R1-R2 peut atteindre quelques kilohms.

Une impulsion peut remplacer le poussoir

Dans les schémas des figures 535 et 536, pour changer le niveau logique des entrées Set-Reset, nous avons utilisé des poussoirs. On peut cependant leur substituer des impulsions positives ou négatives prélevées directement à la sortie d'un quelconque circuit intégré numérique.

Si un circuit intégré commute sa sortie du niveau logique 1 au niveau logique 0, il faut appliquer cette impulsion sur la broche Set d'un FLIP-FLOP à portes NAND (figure 540). Pour obtenir la fonction Reset, il faut un poussoir sur cette entrée.

Si un circuit intégré commute sa sortie du niveau logique 0 au niveau logique 1, il faut appliquer cette impulsion sur la broche Set d'un FLIP-FLOP à portes NOR (figure 541). Pour obtenir la fonction Reset, il faut un poussoir sur cette entrée.

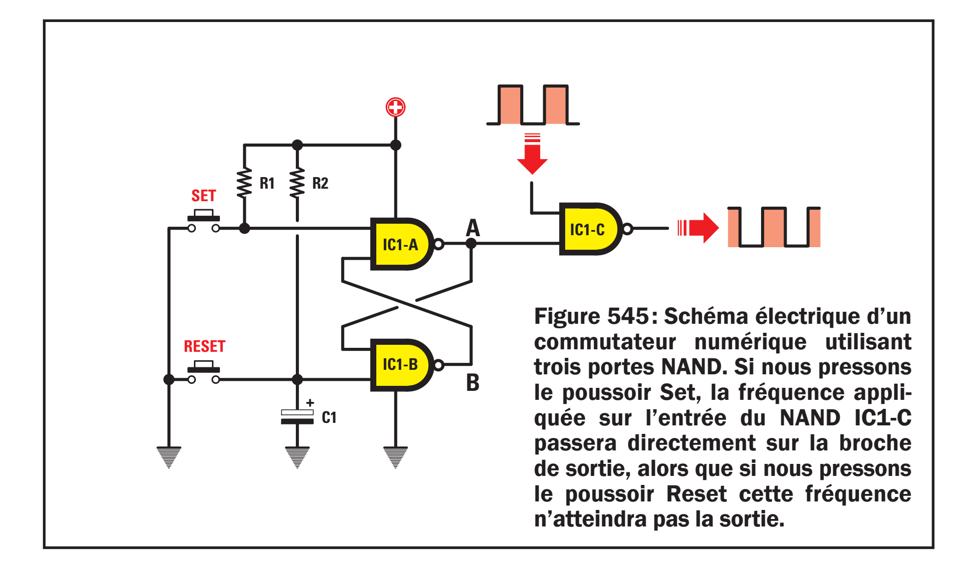
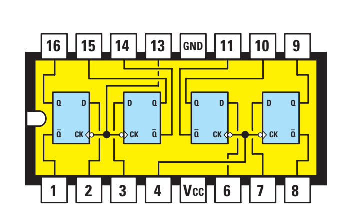


Figure 545 : Schéma électrique d'un commutateur numérique utilisant trois portes NAND. Si nous pressons le poussoir Set, la fréquence appliquée sur l'entrée du NAND IC1-C passera directement sur la broche de sortie, alors que si nous pressons le poussoir Reset cette fréquence n'atteindra pas la sortie.

4013

Figure 546 : Brochage vu de dessus d'un circuit intégré CMOS 4013 contenant deux FLIP-FLOP de type D. Dans ces FLIP-FLOP, outre les broches D-CK-QA-QB, on trouve aussi les broches Set et Reset (figure 549).



7475

Figure 547 : Brochage vu de dessus d'un circuit intégré TTL 7475 contenant quatre FLIP-FLOP de type D. Ces FLIP-FLOP sont normalement utilisés pour diviser une fréquence par 2-4-8-16 fois.

Un relais de type ON/OFF

Si l'on réalise le circuit de la figure 542, il est possible d'exciter et de désexciter un relais en pressant les deux poussoirs Set et Reset.

Lorsque sur les deux entrées Set et Reset se trouve un niveau logique 1, la broche de sortie A se trouve au niveau logique 0. Par conséquent, si l'on n'envoie pas sur la Base du transistor TR1 la tension positive nécessaire pour le rendre conducteur (ou "passant"), le relais ne peut être excité :

Set	Reset	sortie A	sortie B
1	1	0	1

Si nous pressons le poussoir Set, la sortie A se commute au niveau logique 1 :

Set	Reset	sortie A	sortie B
0	1	1	0

et donc sur cette sortie se trouve une tension positive qui, appliquée sur la Base du transistor TR1, le rend conducteur, ce qui excite le relais relié à son Collecteur. Pour le désexciter, il faut presser le poussoir de Reset.

Si nous déconnectons de la sortie A la résistance R3 polarisant la Base du transistor TR1 et si nous la connectons à la sortie B, on obtient une fonction inverse, c'est-à-dire que le relais est excité dès que la tension d'alimentation est connectée. Pour le désexciter, il faut presser le poussoir Set et pour l'exciter, le poussoir Reset.

Liste des composants

R1 ....10 kΩ
R2 ....10 kΩ
R4 ....47 kΩ
C1....................1 µF électrolytique
DS1.................1N4007
TR1 ....BC547
ICI....................Intégré 4011
REL..................Relais 12 V 1 RT

Un commutateur électronique

Dans une précédente leçon, nous avons expliqué qu'en appliquant un signal carré d'une fréquence quelconque sur une des deux entrées d'un NAND, nous la retrouverons sur la broche de sortie seulement si sur son entrée opposée se trouve un niveau logique 1 (figure 543).

Si, en revanche, l'entrée opposée est au niveau logique 0, sur la broche de sortie aucun signal ne sera présent (figure 544).

Dans le circuit de la figure 545, quand ce FLIP-FLOP est alimenté, aucune fréquence ne sera présente sur la sortie IC1-C car la sortie A du FLIP-FLOP se trouve au niveau logique 0.

C'est seulement lorsqu'on presse le poussoir Set que la sortie A prend le niveau logique 1 et, à cette condition, la fréquence appliquée sur la broche d'entrée sera présente sur la sortie IC1-C.

Ce commutateur électronique est très utilisé dans les chronomètres numéri-

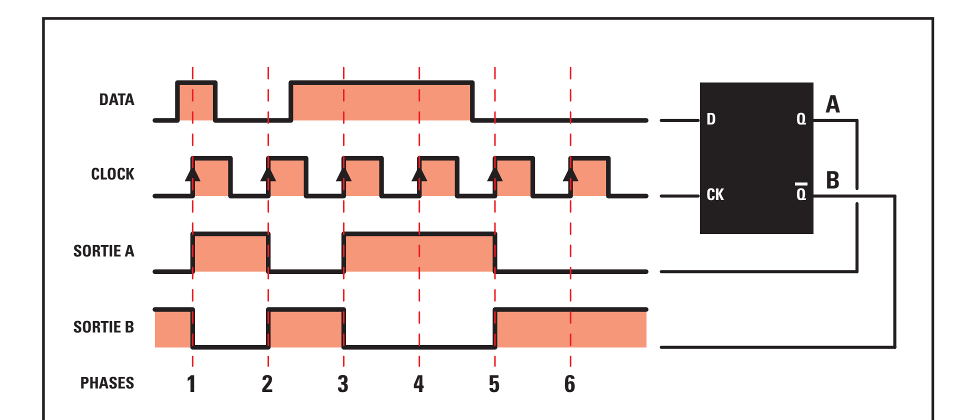


Figure 548 : Comme vous pouvez le voir sur ce graphe, la sortie QA d'un FLIP-FLOP de type D prend le niveau logique de l'entrée Data, seulement lorsque sur la broche Clock arrive le front de montée d'une onde carrée. En phase 1 la sortie QA prend le niveau logique 1, en phase 2 le niveau logique 0, en phase 3 de nouveau le niveau logique 1 ainsi qu'à la phase 4, alors qu'en phase 5 elle reprend le niveau logique 0. Sur la sortie QB se trouve un niveau logique opposé à celui de QA.

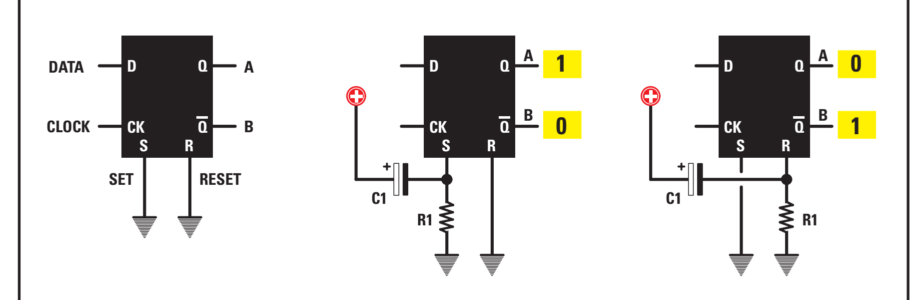


Figure 549 : Quand un FLIP-FLOP de type D comporte, en plus des broches D-CK-QA-QB, des broches Set et Reset (figure 546), celles-ci sont presque toujours reliées à la masse. Si la broche Set ou Reset est à la masse à travers une résistance et si cette broche est reliée à un condensateur de 1 microfarad (voir l'exemple du FLIP-FLOP à NOR, figure 538), la sortie QA ou QB sera contrainte au niveau logique 1 chaque fois que nous appliquerons à ce FLIP-FLOP sa tension d'alimentation.

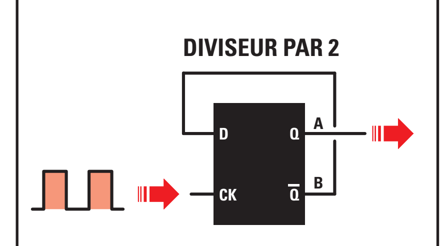


Figure 550 : En reliant l'entrée D de ce FLIP-FLOP à la sortie QB, on prélève sur la broche QA la fréquence appliquée sur la broche CK divisée par 2. Ce qui fait que, en appliquant une fréquence de 100 kHz sur l'entrée CK, nous prélèverons sur la sortie QA 50 kHz.

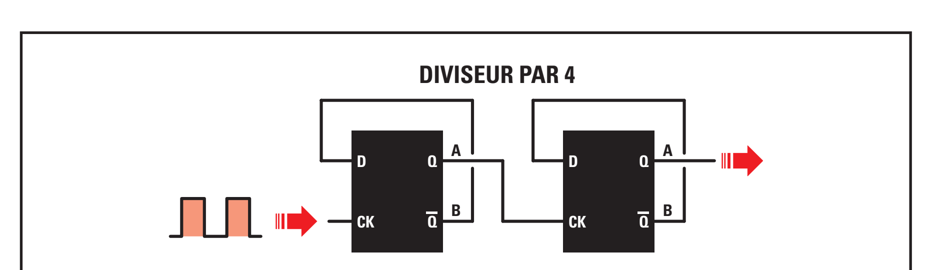


Figure 551 : En reliant en série deux FLIP-FLOP de type D on obtient un diviseur par 4. Ce qui fait que, en appliquant sur l'entrée CK une fréquence de 100 kHz, nous aurons sur la sortie QA du second diviseur une fréquence de 25 kHz.

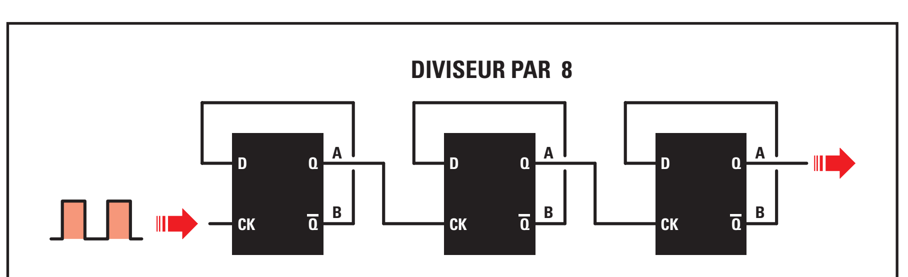


Figure 552 : En reliant en série trois FLIP-FLOP de type D, on obtient un diviseur par 8. Ce qui fait que, si sur l'entrée CK du premier diviseur de gauche est appliquée une fréquence de 100 kHz, sur la sortie QA du troisième diviseur nous aurons 12,5 kHz.

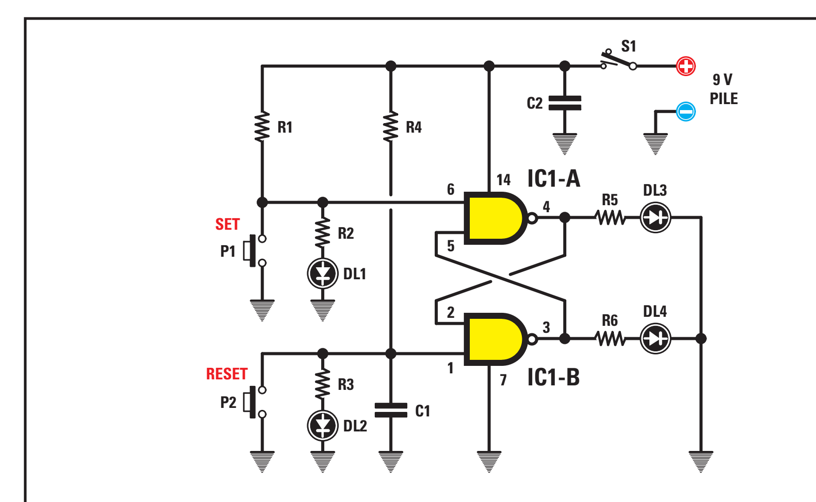


Figure 553 : Schéma électrique du FLIP-FLOP utilisé en platine d'expérimentation. Les diodes LED connectées aux entrées ou aux sorties de ces NAND s'allument quand le niveau logique 1 est présent sur leurs broches.

ques pour commuter sur les entrées la fréquence de comptage.

Dans ce cas, le poussoir Set exerce la fonction de Start et le poussoir Reset celle de Stop.

Le FLIP-FLOP de type D

Il existe des FLIP-FLOP, représentés dans les schémas électriques par un rectangle (figure 548), pourvus de deux broches d'entrée notées :

D = Data
CK = Clock

et de deux broches de sortie notées :

Q = A

$\overline{Q}$ = B

Ce FLIP-FLOP, de type D, modifie le niveau logique des deux sorties A-B chaque fois que sur l'horloge (Clock) se présente le front de montée d'une

Liste des composants

R1 ....220 Ω
R2 ....470 Ω
R3 ....470 Ω
R4 ....220 Ω
R5 ....560 Ω
R6 ....560 Ω
C1......................1 µF polyester
C2......................100 nF polyester
DL1 ....LED
DL2 ....LED
DL3 ....LED
DL4 ....LED
P1......................Poussoir
P2......................Poussoir
S1......................Interrupteur



Figure 554 : Le circuit de la figure 553 est protégé par un boîtier plastique de petites dimensions sur lequel on collera l'étiquette autocollante constituant, avec le couvercle, la face avant.

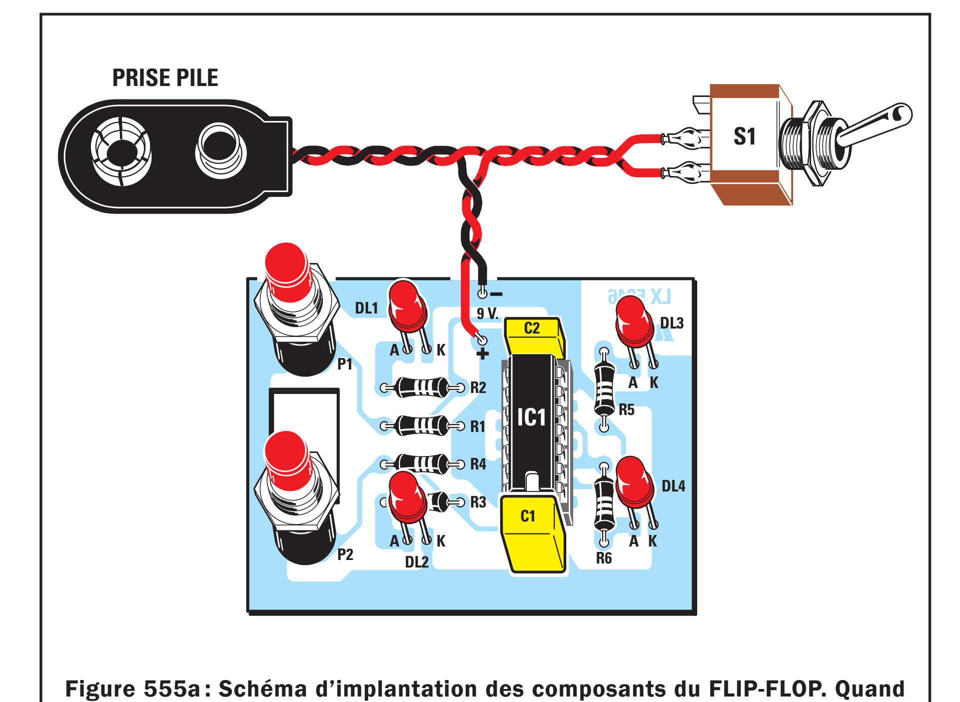


Figure 555a : Schéma d'implantation des composants du FLIP-FLOP. Quand vous monterez les diodes LED sur le circuit imprimé, rappelez-vous que la patte la plus longue (figure 559) est à insérer dans le trou marqué "A".

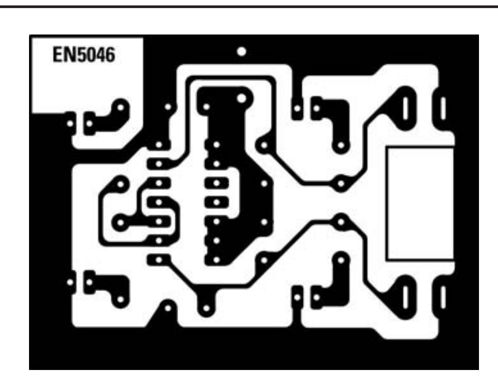


Figure 555b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du FLIP-FLOP, vu côté soudures.

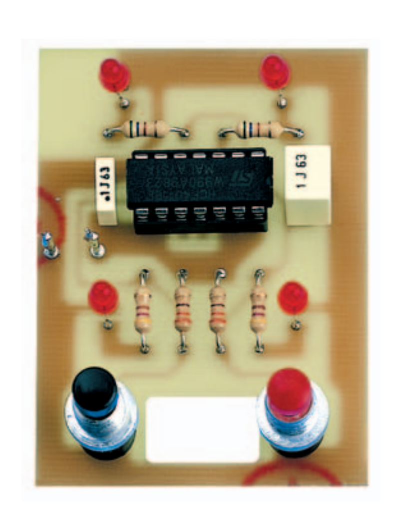


Figure 556 : Photo d'un de nos prototypes de FLIP-FLOP. Le circuit est celui de la figure 553. Avant de souder sur le circuit imprimé les pattes des diodes LED, contrôlez que leurs têtes sortent légèrement des quatre trous de la face avant du boîtier plastique. Quand vous insérerez dans son support le circuit imprimé 4011, vérifiez que son repère-détrompeur est bien orienté vers C1 (figure 555a).

quelconque onde carrée, c'est-à-dire quand le signal passe du niveau logique 0 au niveau logique 1.

Lorsque sur l'horloge arrive un front de montée, le niveau logique de la broche d'entrée Data se produit aussi en même temps sur la broche de sortie A et d'autre part sur la sortie B se trouve un niveau logique opposé.

Quand sur l'horloge arrive un front de descente, c'est-à-dire quand le signal passe du niveau logique 1 au niveau logique 0, les niveaux logiques présents sur les deux sorties A-B ne changent pas.

Si nous regardons la figure 548, nous voyons que dans la phase 1, quand l'onde carrée de l'horloge passe au niveau logique 1, étant donné que sur l'entrée Data est présent un niveau logique 1, le même niveau est aussi sur la broche de sortie A.

Dans la phase 2, quand de nouveau l'onde carrée d'horloge passe du niveau logique 0 au niveau logique 1, étant donné que l'entrée Data est au niveau logique 0, le même niveau est aussi sur la sortie A.

Dans la phase 3, quand l'onde carrée d'horloge passe de nouveau du niveau logique 0 au niveau logique 1, étant donné que la broche Data est au niveau logique 1, le même niveau est aussi sur la sortie A.

Dans la phase 4, quand l'onde carrée d'horloge passe du niveau logique 0 au niveau logique 1, étant donné que la broche Data est encore au niveau logique 1, celui-ci ne modifiera pas le niveau logique de la broche de sortie A.

C'est seulement dans la phase 5 que, lorsque l'onde carrée d'horloge passe du niveau logique 0 au niveau logique



Figure 557 : Photo du circuit imprimé fixé à l'intérieur du boîtier. Dans l'espace demeuré libre dans la partie inférieure de ce dernier, on placera la pile 6F22 de 9 V. Le circuit imprimé est maintenu en place par les écrous des poussoirs P1-P2.



Figure 558 : Sur le boîtier plastique on collera l'étiquette autocollante où est représenté le symbole du FLIP-FLOP. Après avoir placé l'étiquette dans le bon sens, vous devrez exécuter trois perçages de 7 mm pour les poussoirs et l'interrupteur et quatre de 3,5 mm pour les diodes LED.

1, étant donné que la broche Data est au niveau logique 0, le même niveau est aussi sur la broche de sortie A.

Dans quelques FLIP-FLOP de type D, en plus des quatre broches notées D-CK et A-B, on peut en trouver deux autres notées S-R (figure 549) correspondant à Set et Reset et que l'on peut utiliser pour forcer la sortie A au niveau logique 1 ou 0 au moment précis où le FLIP-FLOP reçoit la tension d'alimentation.

En reliant à l'entrée Set la résistance R1 et le condensateur C1 (figure 549), la sortie A prend le niveau logique 1 et la sortie B le niveau logique 0.

En reliant à l'entrée Reset la résistance R1 et le condensateur C1 (figure 549), la sortie A prend le niveau logique 0 et la sortie B le niveau logique 1.

Si l'on utilise ces broches S-R, vous devez les relier à la masse (figure 549, à gauche), sinon le FLIP-FLOP ne fonctionnera pas.

Le FLIP-FLOP D comme diviseur de fréquence

En reliant la sortie B de ce FLIP-FLOP à l'entrée Data (figure 550) et en appliquant sur l'entrée Clock un signal carré d'une fréquence quelconque, celle-ci sort sur la broche A divisée par 2.

Si nous regardons le graphe de la figure 548, il est possible de saisir comment la fréquence d'Horloge (Clock) est divisée par deux.

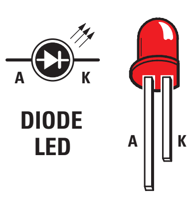
A la mise sous tension du FLIP-FLOP, si la sortie B se trouve au niveau logique 1, automatiquement la broche opposée de sortie A se trouve au niveau logique 0.

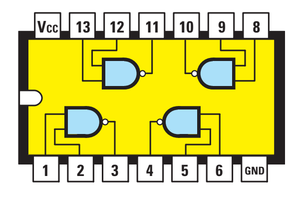
Si nous appliquons sur l'entrée Clock une onde carrée, à son premier front de montée la sortie A prend le niveau logique présent sur la broche Data et, par conséquent, la sortie B prend le niveau logique 0 ainsi que la broche Data.

Quand arrive le second front de montée sur l'entrée Clock, la sortie A prend le niveau logique présent sur la broche Data et, par conséquent, la sortie B prend le niveau logique 1 ainsi que la broche Data.

Quand arrive le troisième front de montée sur l'entrée Clock, la sortie A prend le niveau logique présent sur la broche Data et, par conséquent, la sortie B prend le niveau logique 0 ainsi que la broche Data et ainsi de suite à l'infini.

Maintenant il suffit de compter combien d'ondes carrées arrivent sur la broche d'entrée Clock et combien il y en a sur





4011

Figure 559 : Dans les diodes LED, la patte la plus longue est l'Anode et la plus courte la Cathode.
A droite, brochage du circuit intégré CMOS 4011 vu de dessus et repère-détrompeur tourné vers la gauche.

la broche de sortie A, pour découvrir qu'elles sont exactement la moitié.

Si nous relions en série deux FLIP-FLOP D (figure 551), nous obtenons un diviseur par 4 (2 x 2 = 4).

Si nous en mettons trois en série (figure 552), un diviseur par 8 (2 x 2 x 2 = 8) et si nous en mettons quatre en série, un diviseur par 16 (2 x 2 x 2 x 2 = 16).

Comme le montre la figure 546, à l'intérieur du circuit intégré CMOS 4013 (figure 547) il y a deux FLIP-FLOP D alors qu'à l'intérieur du circuit intégré TTL SN7475 il y en a quatre.

Un montage d'expérimentation pour FLIP-FLOP Set-Reset

Pour compléter cette leçon, nous vous proposons un montage simple permettant de montrer pratiquement le fonctionnement d'un FLIP-FLOP Set-Reset à deux portes NAND (contenues dans le circuit intégré CMOS 4011).

Dès que la tension est fournie au circuit, les diodes LED DL1 et 2, reliées aux deux entrées du FLIP-FLOP, s'allument : en effet elles se trouvent toutes les deux au niveau logique 1 et la LED DL4 reliée à la sortie du NAND IC1-B aussi car, sur à sa broche de Reset (figure 553) est connecté le condensateur C1 de 1 microfarad contraignant la sortie de IC1-B au niveau logique 1 dès la mise sous tension du circuit.

Pour allumer la diode LED DL3, reliée à la sortie du NAND IC1-A, il est nécessaire de presser le poussoir Set de manière à porter au niveau logique 0 sa broche d'entrée : dès que l'on presse le poussoir de Set la diode LED DL1 s'éteint.

Pour rallumer la diode LED DL4, connectée à la sortie du NAND IC1-B, il est nécessaire de presser le poussoir de Reset de manière à porter au niveau logique 0 sa broche d'entrée : dès que l'on presse le poussoir Reset la diode LED DL2 s'éteint.

Le schéma électrique et la réalisation pratique

Comme il y a quatre NAND dans le circuit intégré CMOS 4011 (figure 559) et comme il n'en faut que deux pour ce FLIP-FLOP, on n'utilisera que la moitié du circuit intégré.

Vous pouvez le voir à la figure 553, sur chaque entrée a été insérée une diode LED pour indiquer de façon visuelle, par son allumage, le niveau logique 1.

Rien qu'en pressant un des deux poussoirs Set et Reset, la diode LED qui leur est reliée s'éteint, pour indiquer l'état logique 0 des entrées.

Pour monter ce circuit, procurez-vous (ou réalisez) le circuit imprimé ainsi que tous les composants de la figure 553 sans oublier la pile 6F22 de 9 V.

Nous vous conseillons de commencer le montage par l'insertion sur le circuit imprimé du support du circuit intégré IC1. Soudez les broches du support sur les pistes de cuivre.

Une fois cela réalisé, montez toutes les résistances et les deux condensateurs polyesters C1 et C2.

Puis ce sera le tour des deux poussoirs P1-P2 à enfoncer à fond dans le circuit imprimé.

Ensuite montez les quatre diodes LED en insérant leur patte la plus longue dans le trou marqué A (Anode) et la plus courte dans le trou marqué K (cathode).

Avant de les souder, prévoyez que leurs têtes devront affleurer légèrement sur la face avant lors de la mise sous boîtier et donc réglez la longueur des pattes.

Soudez la prise de la pile 6F22 et l'interrupteur S1 puis placez le circuit intégré 4011 dans son support, repère-détrompeur orienté vers le condensateur C1.

Si maintenant vous connectez la pile de 9 V à sa prise et que vous pressez le poussoir de Set puis de Reset, vous verrez s'allumer les deux diodes LED placées sur les entrées et l'unique diode LED placée sur la sortie IC1-B.

Pour rendre ce montage esthétiquement remarquable, nous avons recherché un petit boîtier plastique sur lequel nous collerons une étiquette sérigraphiée autocollante où apparaît le symbole graphique du FLIP-FLOP (figure 558).

Placez cette étiquette dans le sens indiqué par la figure 557.

Pour faire sortir les deux poussoirs et l'interrupteur S1 en face avant, vous devrez faire trois trous de 7 mm. Pour les diodes LED, quatre trous de 3,5 mm. ◆

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

NOTES

Un fréquencemètre analogique

pour multimètre à aiguille ou numérique

Pour aller de la théorie à la pratique, c'est-à-dire pour commencer à exécuter un montage, il est indispensable de posséder divers instruments de mesure, mais souvent cela se limite à l'achat d'un multimètre puisque, rien qu'avec un tel instrument, on peut déjà mesurer volts, ampères et ohms.

Au-delà du testeur, il serait pourtant nécessaire de disposer d'un capacimètre pour mesurer la valeur des condensateurs, d'un oscillateur BF pour produire des signaux sinusoïdaux ou triangulaires et, enfin, d'un fréquencemètre pour lire avec précision la valeur d'une fréquence.

Dans les leçons précédentes, nous vous avons appris à réaliser ces instruments, ô combien utiles, dans une version économique. Il manquait encore le fréquencemètre. Nous vous le proposons aujourd'hui en version analogique dans cette première partie et en version numérique dans la suivante.



Pour lire une fréquence sur un testeur (multimètre), il faut utiliser un circuit intégré permettant de convertir les hertz et les kilohertz en une tension continue.

Le XR4151 exécute cette fonction. Il comporte 2 x 4 broches (figure 560).

La fréquence à convertir est appliquée, à travers le condensateur C9, à la broche d'entrée 6. Attention, le signal à appliquer sur cette entrée doit nécessairement être une onde carrée et si l'on tentait de lui appliquer une onde sinusoïdale ou en dent de scie on n'obtiendrait aucune conversion.

Sur la broche de sortie 1 de ce circuit intégré est prélevée une tension continue, proportionnelle à la valeur de la fréquence et à la valeur du condensateur C11 placé entre la broche 5 et la masse (figure 560).

La formule pour calculer la valeur du condensateur C11 en pF est la suivante :

C11 en pF =
750 000 : (11 x R15 en kilohm)

Comme la résistance R15 est de 6,8 kilohms, le condensateur C11 à utiliser doit avoir une valeur de :

750 000 : (11 x 6,8) = 10 026 pF,

valeur à arrondir à 10 000 pF, soit 10 nF.

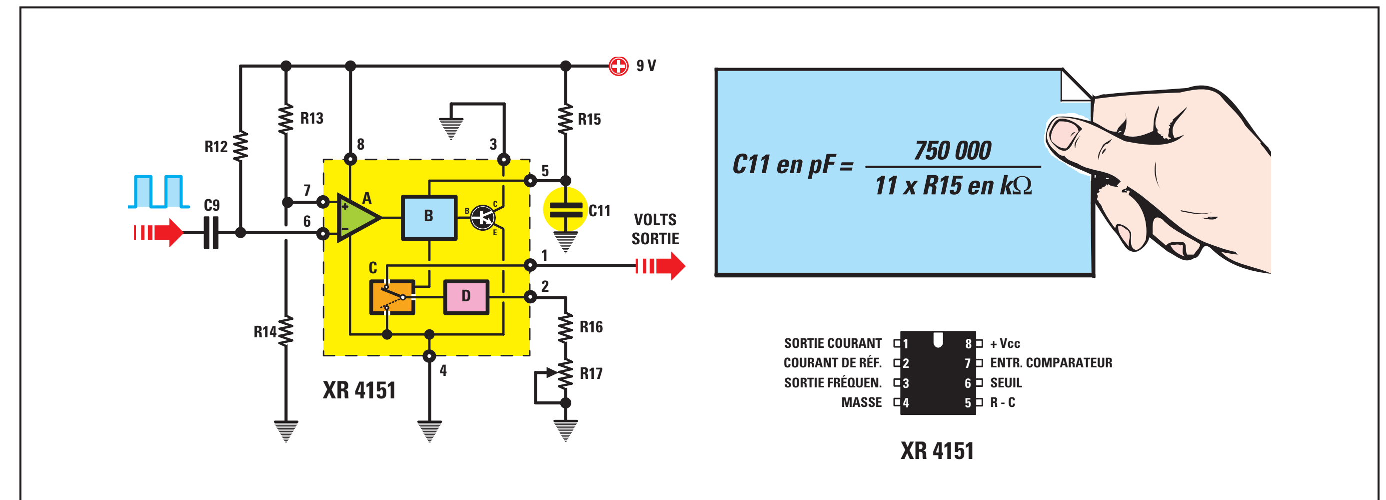


Figure 560 : Pour convertir une fréquence de 0 à 3 000 Hz en une tension continue atteignant une valeur maximale de 3 V, on utilise le circuit intégré XR4151. La fréquence à convertir est appliquée sur la broche 6 alors qu'on prélève sur la broche 1 la tension continue à appliquer au testeur. Dans ce montage, la valeur du condensateur C11 est calculée avec la formule reportée dans le cadre bleu. Le trimmer R17 sera tourné jusqu'à lire sur le testeur une tension de 3 V avec une fréquence de 3 000 Hz.

Si nous appliquons à l'entrée de ce convertisseur une gamme de fréquence comprise entre 100 Hz et 3 000 Hz, nous lirons sur le testeur les tensions données dans le tableau 32.

Tableau 32

fréquence en hertz	tension de sortie
100 Hz	0,1 volt
200 Hz	0,2 volt
500 Hz	0,5 volt
1 000 Hz	1,0 volt
1 500 Hz	1,5 volt
2 000 Hz	2,0 volts
2 500 Hz	2,5 volts
3 000 Hz	3,0 volts

Schéma électrique

Maintenant que nous vous avons présenté le convertisseur fréquence/tension (IC4), nous pouvons passer à la description du schéma électrique complet de ce fréquencemètre (figure 562).

Presque toutes les fréquences que nous aurons à mesurer auront une forme sinusoïdale ou triangulaire. Or le XR4151 n'accepte que des signaux carrés. Nous devrons donc effectuer une première conversion en signaux carrés et pour cela nous mettrons en œuvre les 2 amplificateurs opérationnels nommés IC1-A et IC2 sur le schéma électrique.

Le premier ampli-op IC1-A est utilisé comme étage amplificateur et le signal à amplifier est appliqué sur son entrée non inverseuse (broche 5).

Les 2 diodes au silicium DS1 et DS2 en opposition de polarité (tête-bêche) entre l'entrée et la masse, servent à protéger le circuit intégré des éventuelles surtensions qui pourraient parvenir sur son entrée.

Le signal amplifié par l'ampli-op IC1-A est transféré, à travers le condensateur C4, sur l'entrée inverseuse (broche 3) du second ampli-op IC2 (LM311) transformant en onde carrée n'importe quelle forme d'onde arrivant sur son entrée.

L'onde carrée sortant de la broche 7 de IC2 est envoyée sur la position 1 du commutateur rotatif S1 (3 kHz) et sur la broche 2 de IC3 (circuit intégré CMOS 4518 composé de 2 diviseurs par 10).

Nous avons déjà présenté ce circuit intégré 4518 mais la figure 564 vous propose son schéma d'organisation par sous-ensembles afin que vous puissiez suivre plus facilement le circuit électrique.

La fréquence appliquée sur la broche 2 du 4518 sortira par la broche 6 divisée par 10, rentrera par la broche 10 et sortira par la broche 14 divisée par 100.

En plaçant le commutateur S1 sur la position 1, nous appliquerons à l'entrée du convertisseur IC4 la fréquence sortant de l'ampli-op IC2 et donc sur cette position nous pourrons lire une fréquence maximum de 3 000 Hz ou 3 kHz.

En plaçant le commutateur S1 sur la position 2, nous appliquerons à l'entrée du convertisseur IC4 la fréquence sortant des broches 6 et 10 du circuit intégré IC3 diviseur par 10 et donc sur cette position nous pourrons lire une fréquence maximum de 30 000 Hz ou 30 kHz.

En plaçant le commutateur S1 sur la position 3, nous appliquerons à l'entrée du convertisseur IC4 la fréquence



Figure 561 : Pour lire la tension, vous pouvez utiliser un testeur analogique à aiguille ou numérique à afficheur LCD.

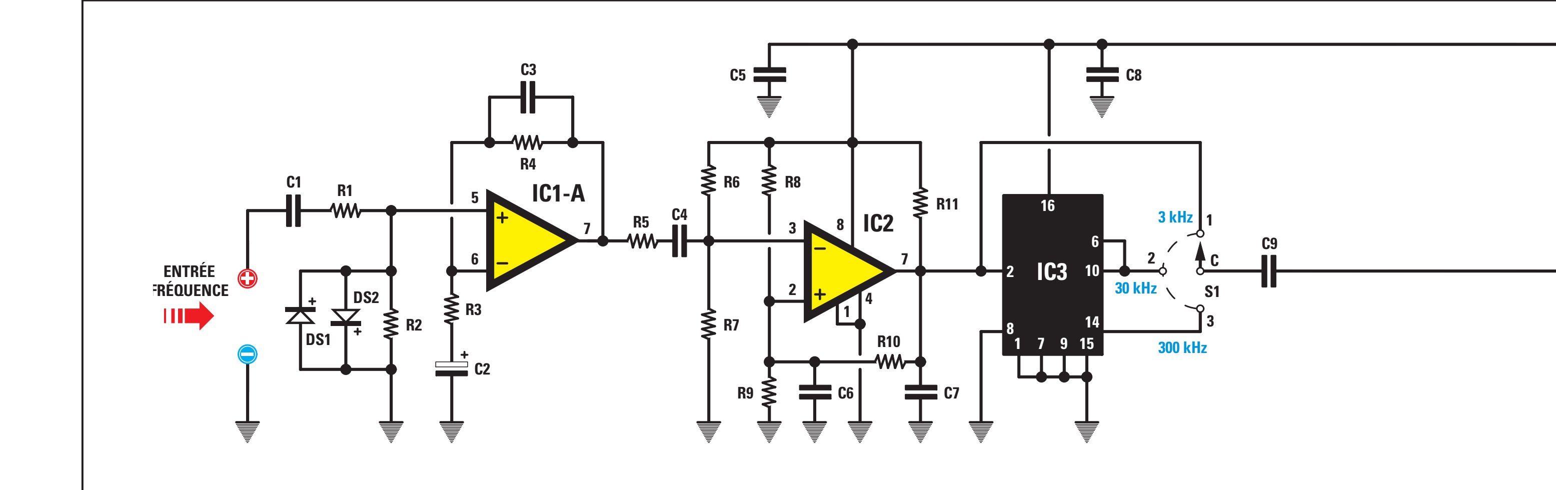


Figure 562 : Schéma électrique du fréquencemètre analogique EN5047. Le commutateur rotatif S1 permet d'obtenir une tension de 3 V, avec des fréquences de 3 - 30 - 300 kHz.

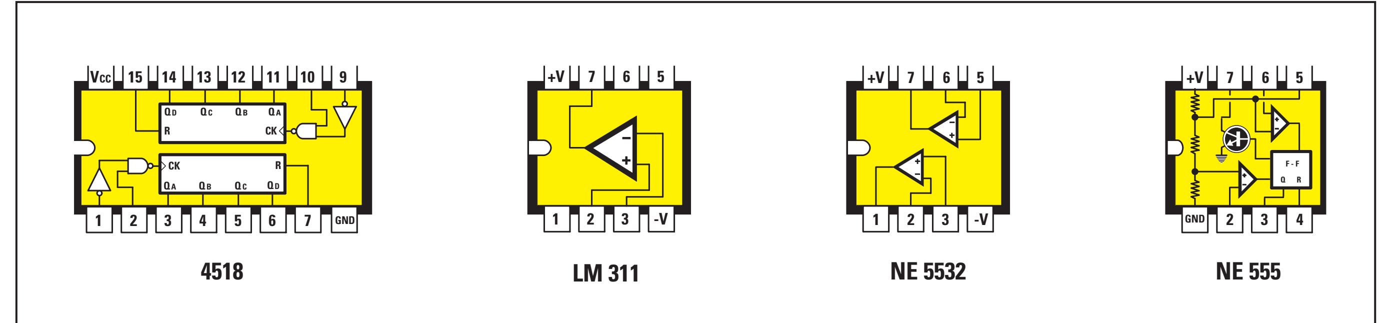


Figure 563 : Brochages, vus de dessus, des circuits intégrés utilisés pour ce montage. Le repère détrompeur à U est orienté vers la gauche. Vous trouverez le brochage du XR4151 figure 560.

sortant de la broche 14 de IC3 diviseur par 100 et donc sur cette position nous pourrons lire une fréquence maximum de 300 000 Hz ou 300 kHz.

La tension continue sortant de la broche 1 du convertisseur IC4 est appliquée sur l'entrée inverseuse (broche 2) de l'ampli-op IC1-B dont la sortie est connectée aux douilles de face avant permettant une liaison aux cordons du testeur (figures 573 et 574).

Le potentiomètre R19 connecté à l'entrée non inverseuse de IC1-B sert à régler l'aiguille du testeur sur 0 en l'absence de signal. Notez que le cordon positif du testeur est à relier à la douille de masse et le cordon négatif à la douille de sortie de l'ampli-op IC1-B. Si nous regardons le schéma électrique, nous voyons en haut à droite un circuit intégré IC5 (NE555) utilisé ici pour obtenir une tension positive de 14 V, alimentant les broches 5 et 8 du circuit intégré XR4151 et une tension négative de 5 V, alimentant la broche 4 de l'ampli-op IC1-B.

Pour obtenir une tension de +14 V et une de –5 V, le NE555 est utilisé comme oscillateur produisant une onde carrée de fréquence 4 000 Hz environ, prélevée sur la broche de sortie 3.

La formule pour trouver la valeur de la fréquence produite par cet oscillateur est la suivante :

Hz =
1 440 000 : [(R25+R26+R26) x C22]

Note : *La valeur des résistances est en kilohm et celle du condensateur est en nF.*

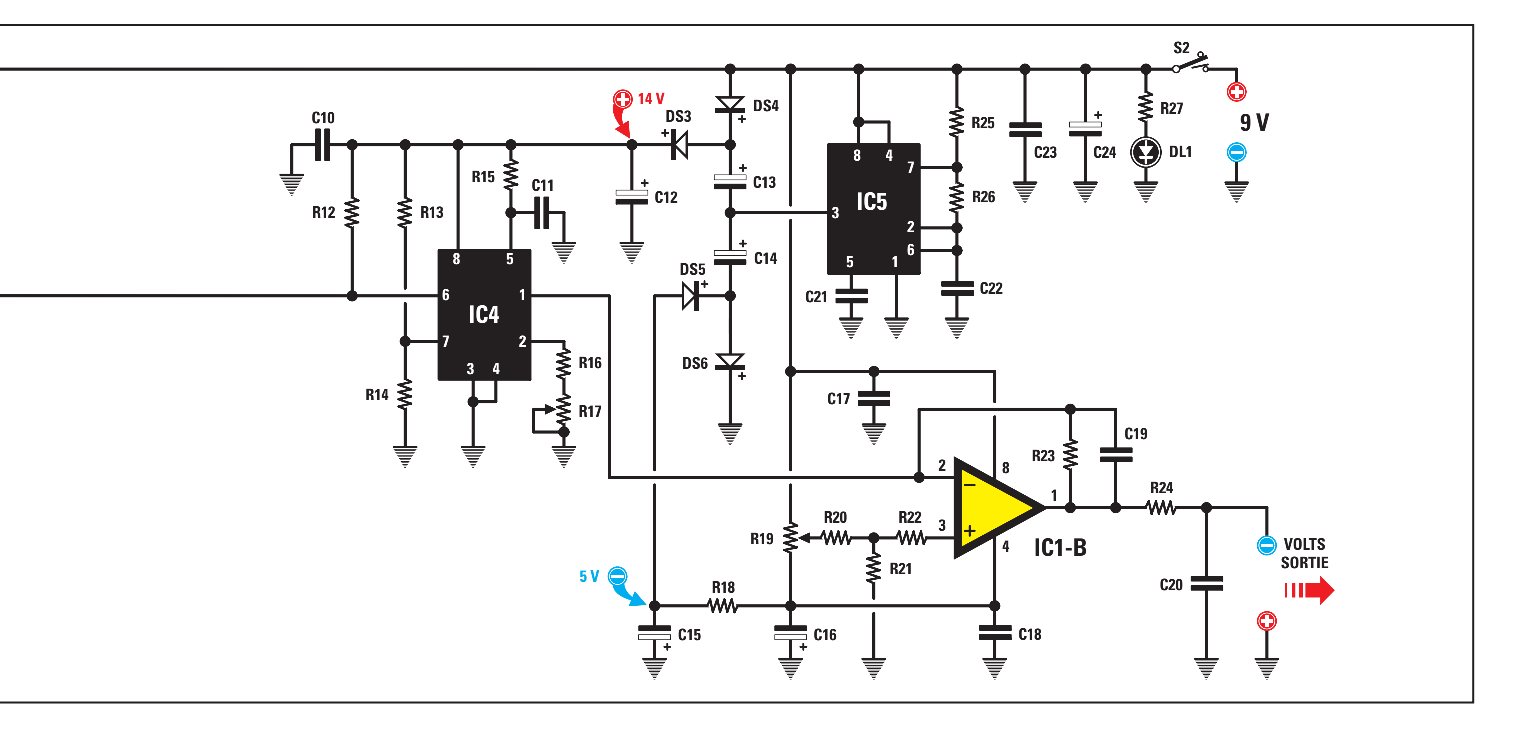
Les valeurs de la liste des composants, figure 562, permettent d'obtenir la fréquence :

1 440 000 : [(10+12+12) x 10] = 4 235 Hz.

L'onde carrée prélevée sur la broche 3 et redressée par la diode DS5, fournit une tension négative d'environ 5 V (notez que le + est orienté vers le condensateur électrolytique C14), utilisé pour alimenter la broche 4 de IC1-B.

La même onde carrée, prélevée sur la broche 3, mais redressée par la diode DS3, fournit une tension positive de 5 V (notez que le + est orienté vers le condensateur électrolytique C12), mais à cette tension s'ajoute la tension positive de 9 V que la diode DS4 envoie vers la diode DS3 : aux bornes du condensateur électrolytique C12, on aura donc une tension positive de 5+9 = 14 V, utilisée pour alimenter les broches 5 et 8 de IC4.

En théorie le XR4151 pourrait être alimenté avec une tension de 9 V au lieu de 14 V mais par sécurité il est préférable de l'alimenter avec une tension supérieure car, si la tension de la pile descendait en dessous de 8,5 V, ce circuit intégré ne serait plus en mesure de convertir aucune fréquence en tension.



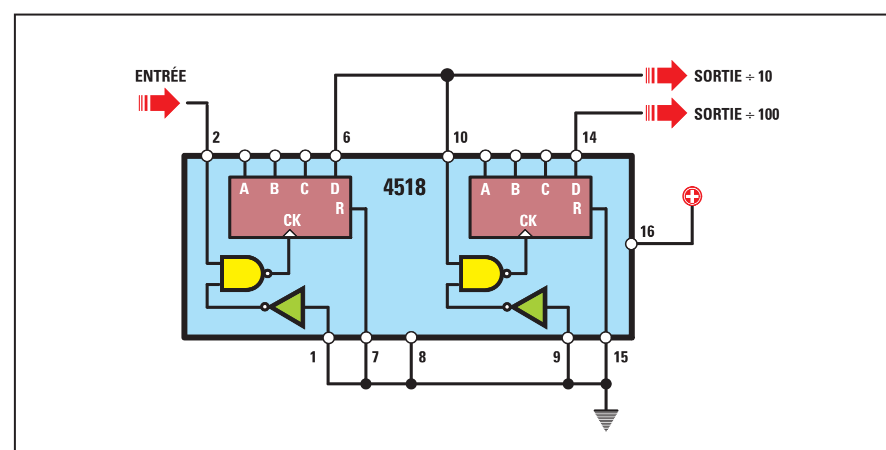


Figure 564 : Si l'on applique une quelconque fréquence à l'entrée du double diviseur 4518 (IC3), on pourra prélever cette fréquence divisée par 10 sur la broche 6 et divisée par 100 sur la broche 14.

En l'alimentant avec une tension de 14 V nous avons l'assurance que, même avec une tension de pile de 8 V, la tension d'alimentation du circuit intégré sera toujours au moins de 13 V.

Réalisation pratique

Une fois réalisé ou acquis, déjà percé et sérigraphié, le circuit imprimé visible figure 566b, vous aurez à insérer et souder 65 composants, ce qui ne présentera aucune difficulté.

Vous commencerez par les supports de IC1, IC2, IC3, IC4 et IC5. Avant de souder leurs broches, relisez bien la leçon 5, figure 141.

Retenez bien que le secret pour faire fonctionner n'importe quel appareil électronique tient dans les soudures et donc exécutez-les avec le maximum de soin en vous servant d'un tinol de qualité optimale.
Les soudures ayant été exécutées, nous vous conseillons de vérifier le bon contact de toutes les connexions. Si vous êtes trop pressés, vous risquez d'en oublier une ou bien d'en avoir mis deux en court-circuit.

En second lieu, insérez les 6 diodes au silicium en prenant grand soin de leur polarité. DS1, placée près de IC1, aura sa bague noire orientée vers IC1 alors que DS2 aura la sienne tournée en sens inverse vers l'extérieur du circuit imprimé (figure 566a). DS3, près de C21, est orientée bague noire vers la gauche alors que DS4, près de C13, a la sienne tournée vers IC5. DS5 et DS6, près de R19, ont leurs bagues noires orientées vers la droite.

Note : *Si les bagues noires de ces diodes étaient orientées dans le mauvais sens, le circuit ne fonctionnerait pas.*

Pour poursuivre le montage, insérez toutes les résistances dans les positions montrées par la figure 566a.

Tous nos circuits imprimés comportent un dessin sérigraphié des composants, même si celui-ci n'apparaît pas sur les photos de nos prototypes : symboles et numéros rendent le montage très facile. Avant d'insérer les résistances, déchiffrez bien le code des couleurs

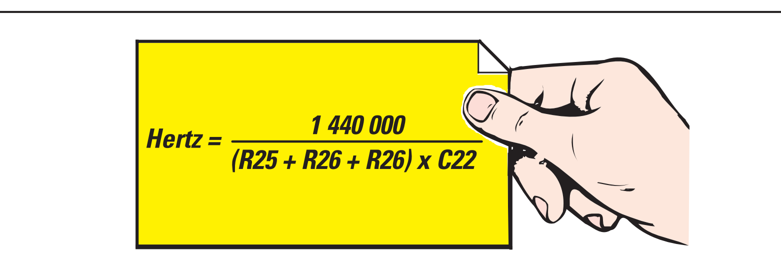


Figure 565 : Formule pour calculer la fréquence produite par l'étage oscillateur NE555 (IC5). La valeur des résistances est en kilohm et celle des condensateurs en nF.

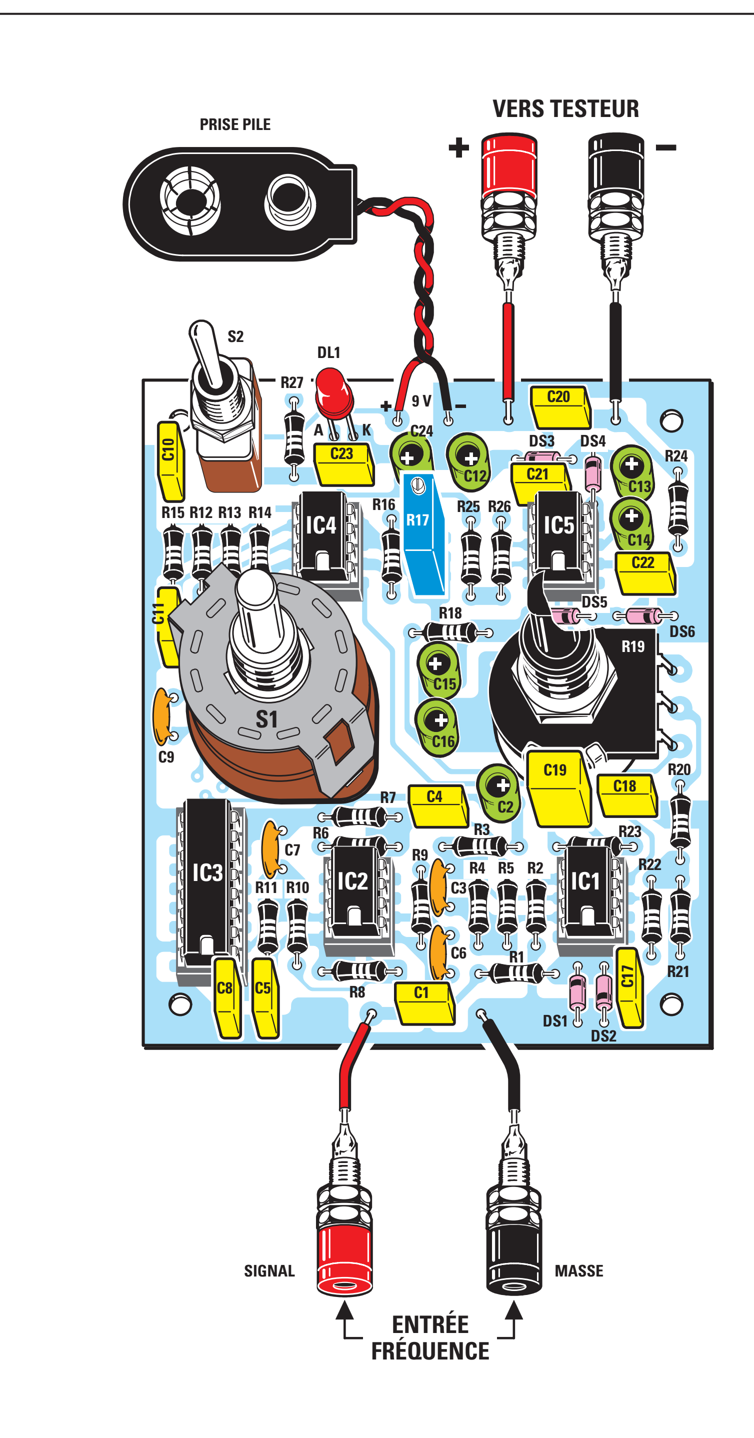


Figure 566a : Schéma d'implantation des composants du fréquencemètre analogique EN5047. Avant de fixer sur le circuit imprimé le commutateur rotatif S1 et le potentiomètre R19, vous devez raccourcir leurs axes comme le montre la figure 568. La fréquence à mesurer est appliquée sur les 2 douilles du bas tandis que la tension à appliquer au testeur sort des 2 douilles du haut. En insérant les circuits intégrés dans leurs supports, vérifiez bien que leur repère détrompeur à U est orienté vers le bas.

et, pour ce faire, disposez-les parallèlement sur votre plan de travail et dans l'ordre : R1, R2, R3, etc.

De cette manière, si vous vous trompiez en déchiffrant une couleur, confondant par ex. un rouge et un marron ou un jaune et un orange, vous pourriez les remettre dans le bon ordre sur la table et avant de les insérer dans le circuit imprimé, évitant ainsi le désagrément d'avoir à les dessouder, avec le risque inhérent de destruction de la piste de cuivre.

Après les résistances, insérez le trimmer multitour R17 puis tous les condensateurs céramiques et polyesters et enfin les électrolytiques qui, comme vous le savez, sont polarisés +/– et dont la polarité doit être respectée.

Sur le circuit imprimé l'un des 2 trous d'insertion est marqué d'un + (correspondant à la patte positive du condensateur électrolytique). En revanche, sur le corps de ce type de condensateur, c'est la patte négative qui est repérée par le signe – répété le long d'une génératrice du cylindre. De plus les longueurs inégales des pattes sont significatives : la plus longue est le +, la plus courte est le –.

Pour que le montage soit complet, il reste à placer sur le circuit imprimé l'interrupteur à levier S2, le commutateur rotatif S1, le potentiomètre R19, la diode LED DL1, la prise de pile et les douilles d'entrée et de sortie. Vous pouvez insérer d'abord S2 : si ses broches ont du mal à entrer dans les trous prévus, surtout n'agrandissez pas ceux-ci car, le circuit imprimé étant à double face avec trous métallisés, vous l'endommageriez ; préférez effiler les broches avec une petite lime.

Avant de placer S1, raccourcissez son axe à 13 mm environ, à l'aide d'une petite scie de manière que la base du bouton ne soit pas disgracieusement éloignée de la face avant au moment de la mise en boîtier. Tous ces composants étant en place, bien sûr il faudra les souder.

Quant à R19, raccourcissez son axe à 17 mm à l'aide d'une petite scie, pour la même raison que pour S1. A l'aide de petits morceaux de fil de cuivre dénudé, des queues de résistances feront l'affaire, connectez les broches du potentiomètre aux pistes de cuivre correspondantes.

Le dernier composant est la diode LED DL1, à placer près de C23 en prenant soin d'insérer la patte la plus longue (A pour Anode) vers l'interrupteur S2. Avant de la souder, pensez à régler la profondeur d'enfoncement des pattes dans les trous du circuit de façon que la tête de la LED sorte suffisamment de son orifice en face avant. Pour tout cela voyez la figure 568.

Enfin, enfoncez puis soudez les picots permettant de relier le circuit imprimé aux 2 fils rouge (+) et noir (–) de la prise de pile, aux 2 douilles de sortie vers le testeur et aux 2 douilles d'entrée fréquence.

Les soudures terminées, placez les circuits intégrés dans leurs supports en orientant bien leur repère détrompeur à U vers le bas, comme le montre la figure 566a.

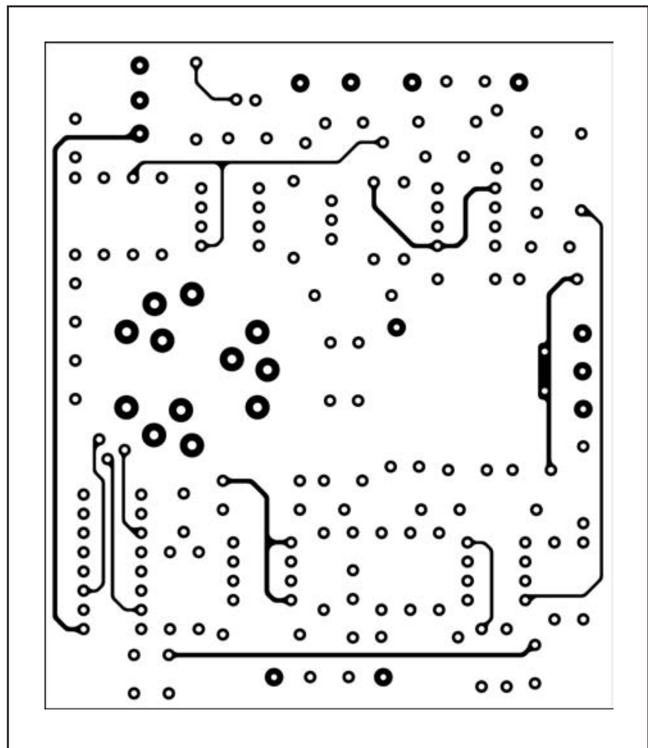


Figure 566b-1 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés côté composants du fréquencemètre analogique pour testeur EN5047.

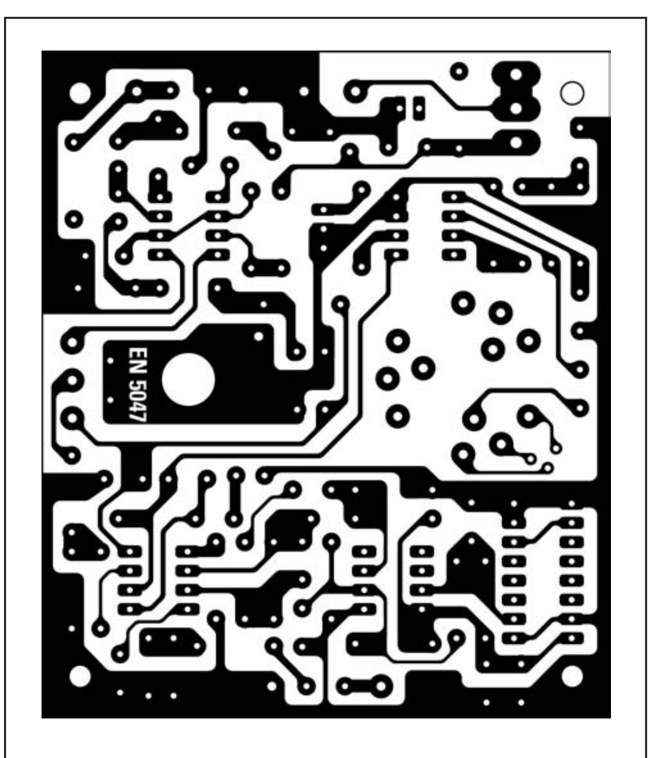


Figure 566b-2 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé côté soudures. Si vous réalisez vous-même ce circuit imprimé, n'oubliez pas toutes les liaisons indispensables entre les deux faces.

Montage dans le boîtier

Vous pouvez maintenant fixer le circuit imprimé à l'intérieur du boîtier plastique à l'aide de 4 vis auto-filetantes puis prendre le couvercle et y coller la face avant en aluminium. Comme le couvercle plastique n'est pas percé, cette dernière vous servira de gabarit de perçage.

Ensuite vous fixerez sur cette face avant les 4 douilles : retirez les 2 écrous plats et la rondelle plastique, enfilez la douille dans son orifice de face avant puis replacez la rondelle derrière le panneau avant de visser les 2 écrous plats (figure 569).

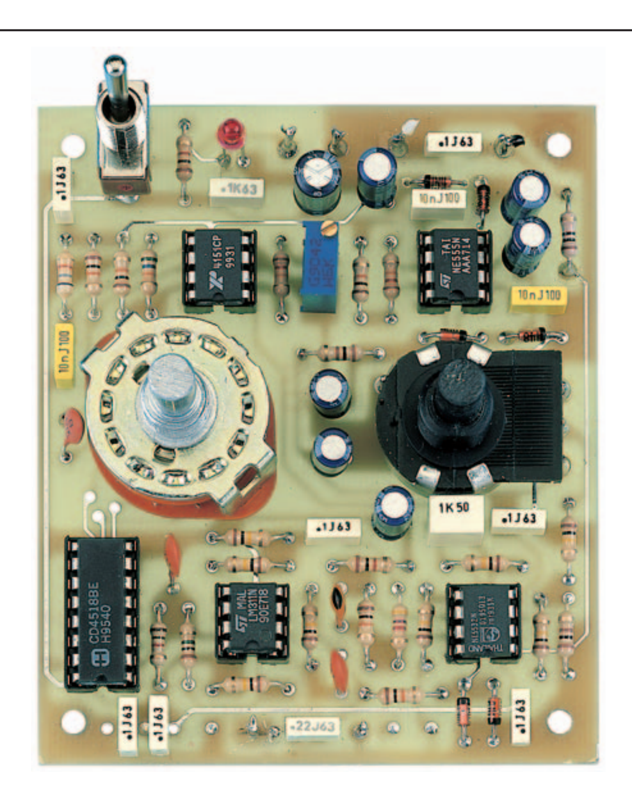


Figure 567 : Photo d'un de nos prototypes de fréquencemètre analogique EN5047. Ainsi se présente le circuit, une fois tous les composants montés. La vis placée sur le boîtier du trimmer multitour R17 est celle du curseur de réglage.

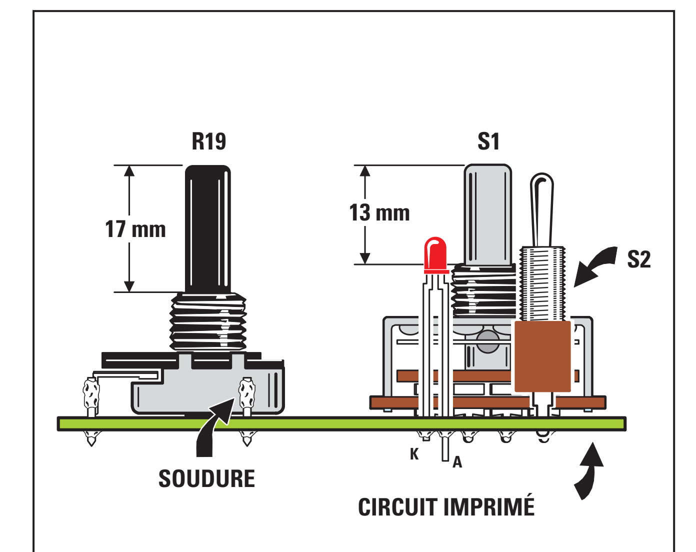


Figure 568 : Ce dessin montre la nécessité de raccourcir les axes du commutateur rotatif S1 (à 13 mm) et du potentiomètre R19 (à 17 mm). La "tête" de la LED doit légèrement sortir de la face avant en alu collée sur le couvercle du boîtier plastique.

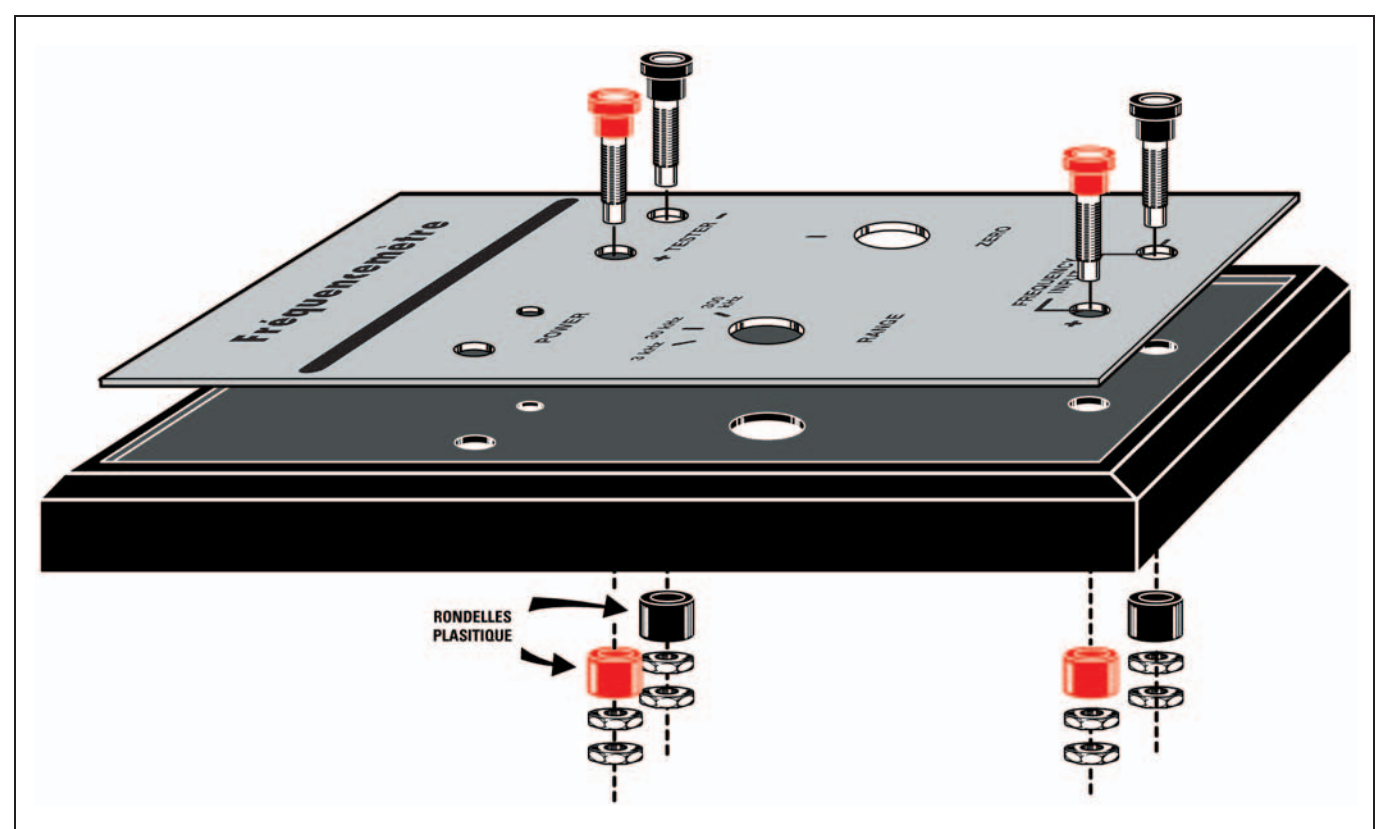


Figure 569 : Avant de fixer les 4 douilles en face avant du boîtier, vous devez retirer leurs rondelles plastique puis les replacer côté intérieur du couvercle.





Figure 570 : A gauche, le circuit imprimé fixé dans son boîtier à l'aide de 4 vis auto-filetantes. Dans le logement situé en haut du boîtier sera placée la pile 9 V.

Figure 571 : A droite, voici comment se présente la face avant du boîtier. Les 4 douilles sont reliées au circuit imprimé au moyen de morceaux de fil de cuivre souple isolé plastique (figure 566a).

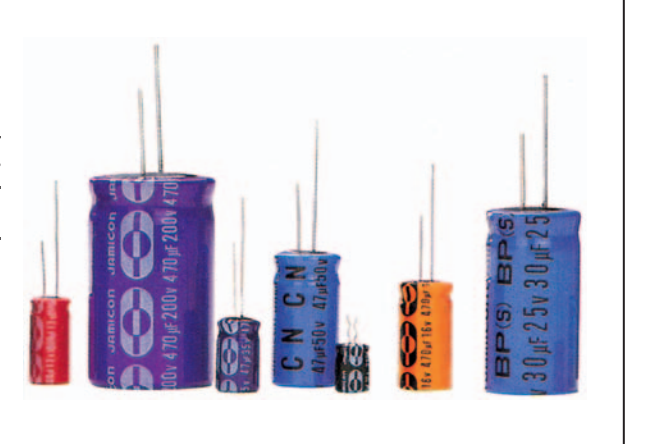


Figure 572 : La patte positive des condensateurs électrolytiques est toujours la plus longue. De plus, sur le côté du cylindre correspondant à la patte négative, est imprimée une ligne de signes –.

Quel testeur (multimètre) utiliser ?

Le montage terminé, pour lire une fréquence, vous devez relier aux 2 douilles de sortie les cordons d'un testeur, qu'il soit de type analogique ou numérique.

S'il est analogique, commutez-le sur la portée 3 V fond d'échelle (figure 573). Placez le commutateur S1 du fréquencemètre sur la position 1 (3 kHz) et appliquez à l'entrée une fréquence de 3 000 Hz, soit 3 kHz : l'aiguille du testeur doit aller se placer sur le fond de l'échelle. Placez S1 sur la position 2 (30 kHz) et appliquez à l'entrée une fréquence de 30 000 Hz, soit 30 kHz : l'aiguille atteindra le fond de l'échelle.

Placez enfin S1 sur la position 3 (300 kHz) et appliquez à l'entrée une fréquence de 300 000 Hz, soit 300 kHz : l'aiguille ira de nouveau au fond de l'échelle. Mais avec un testeur analogique on ne peut connaître la valeur d'une fréquence que de manière approximative. Si en position 1 l'aiguille s'arrête sur 1 V, vous saurez que la fréquence est de l'ordre de 1 000 Hz mais pas si elle est de 990 ou de 1 050 Hz. En position 2, si elle indique de nouveau 1 V, vous saurez que la fréquence est de l'ordre de 10 000 Hz mais pas si elle est de 9 950 ou 10 180 Hz.

Pour lire une fréquence avec une plus grande précision, il faut utiliser un testeur ou multimètre numérique commuté sur la portée 20 Vcc (figure 574). S1 en position 1 (3 kHz), appliquez à l'entrée une fréquence de 2 850 Hz et

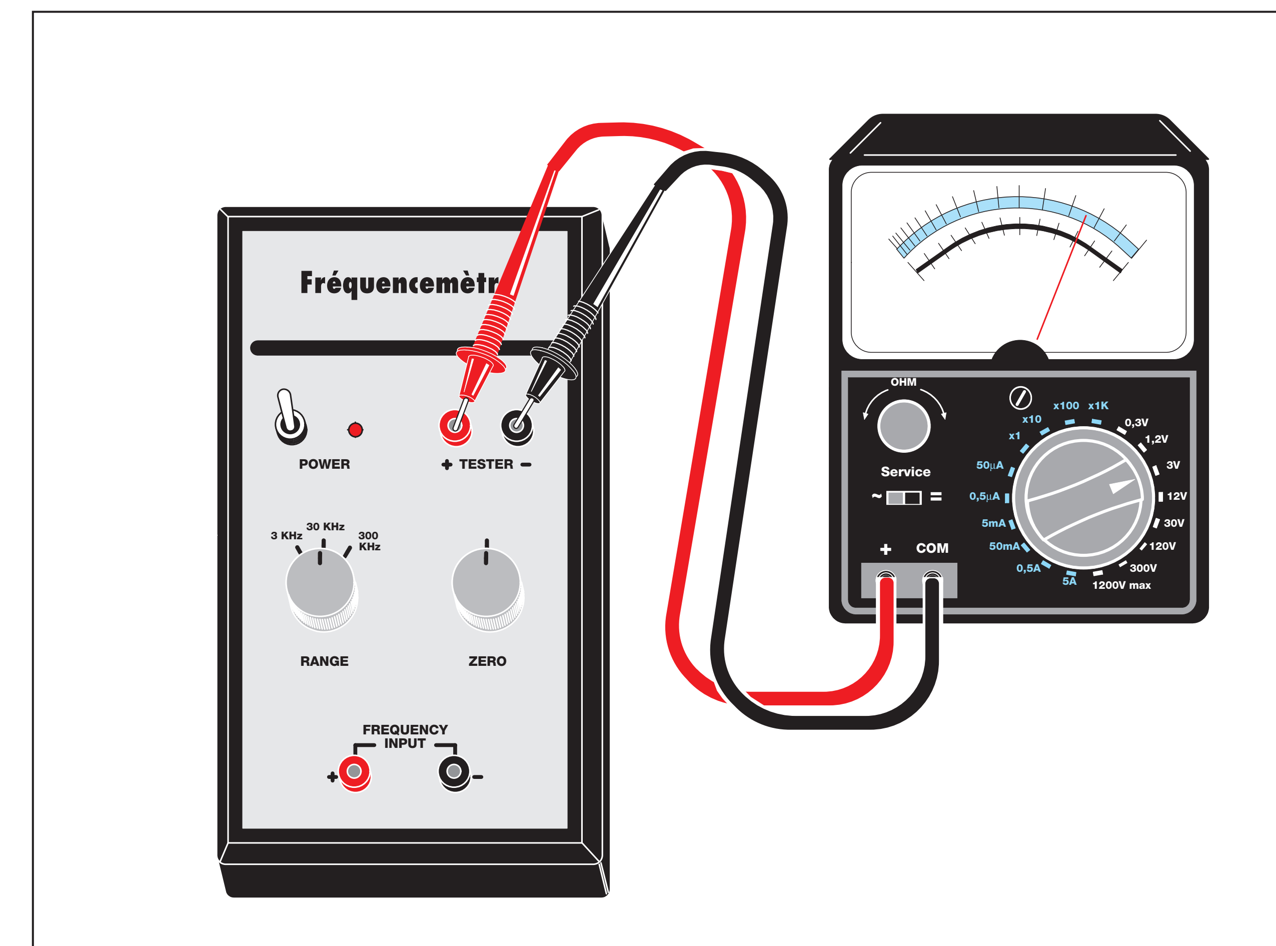


Figure 573 : Si vous possédez un testeur analogique, vous devrez le commuter en "3 Vcc fond d'échelle". Après avoir tourné le bouton de R19 jusqu'à lire 0 V sur le testeur, vous devrez appliquer à l'entrée une fréquence fixe puis régler le curseur du trimmer R17 jusqu'à lire sur le testeur une tension proportionnelle à la fréquence d'entrée (voir tableau 32).

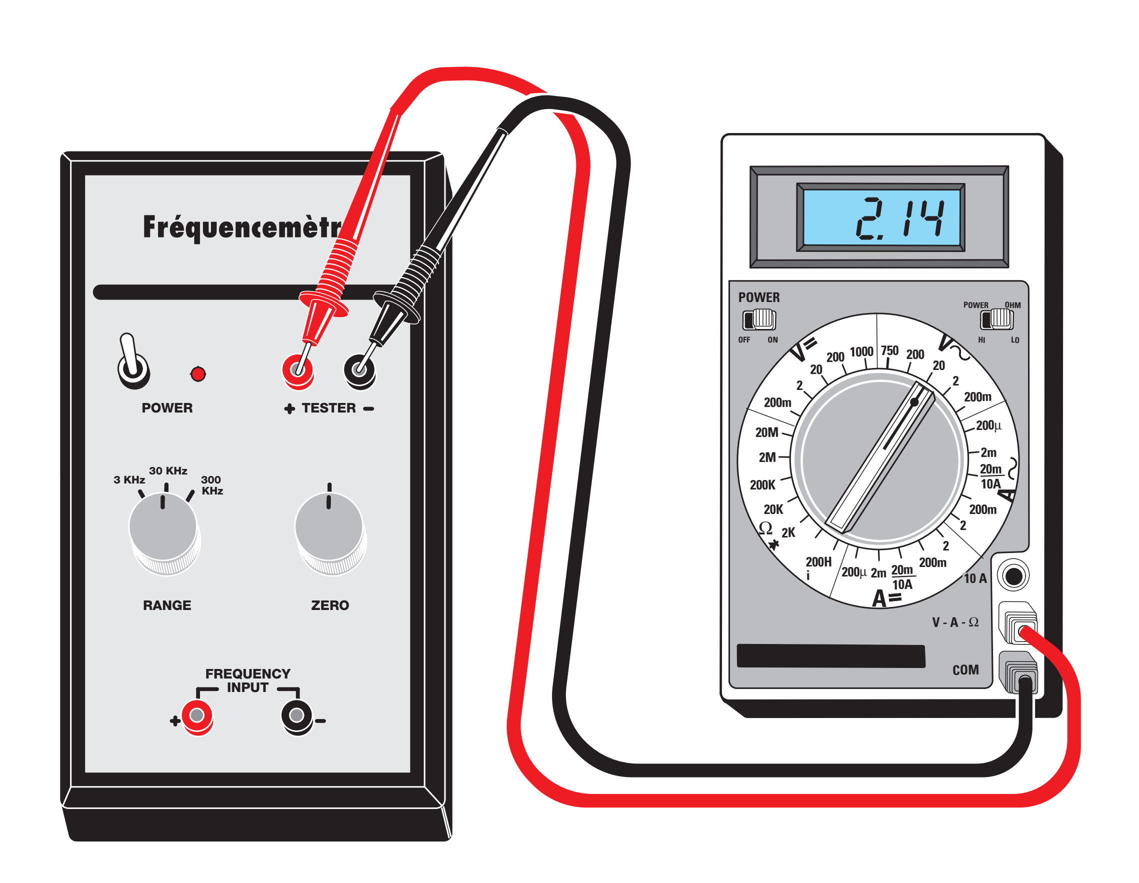


Figure 574 : Si vous possédez un testeur numérique, vous devrez le commuter en "20 Vcc fond d'échelle". Après avoir tourné le bouton de R19 jusqu'à ce que Le LCD affiche le nombre 0,00, vous devrez appliquer à l'entrée une fréquence fixe puis régler le curseur du trimmer R17 jusqu'à lire sur le testeur une tension proportionnelle à la fréquence d'entrée (voir tableau 32).

l'afficheur LCD indiquera 2,85 V.

En position 2 (30 kHz), appliquez une fréquence de 21 400 Hz et vous verrez s'afficher 2,14 V : mentalement, ajoutez deux 0 et déplacez la virgule de manière à lire 21 400 Hz. En position 3 (300 kHz), si vous appliquez une fréquence de 155 000 Hz, vous lirez 1,55 V, en réalité 155 kHz.

Réglages

Le fréquencemètre étant sous tension, placez S1 en position 1 et court-circuitez les douilles d'entrée pour éviter le ronflement du secteur.



Si vous utilisez un testeur analogique, tournez R19 jusqu'à ce que l'aiguille indique 0 V.

Si vous utilisez un testeur numérique, tournez R19 jusqu'à lire l'affichage 0,00 V sur le LCD.

Ensuite, le trimmer R17 sert à définir la valeur maximum du fond d'échelle. Pour le régler, il vous faut un générateur BF.
Si un ami peut vous en prêter un, ou si vous pouvez vous rendre chez lui, c'est parfait ; connectez l'entrée de votre fréquencemètre à la sortie du générateur BF et procédez comme suit :

- S1 en position 1 (3 kHz), réglez le générateur BF sur une fréquence entre 2 000 et 3 000 Hz.
- Reliez à la sortie du fréquencemètre un testeur, si possible numérique, commuté sur la portée 20 Vcc, puis tournez le curseur du trimmer R17 jusqu'à lire sur le LCD la valeur de la fréquence appliquée à l'entrée.
- Si, par exemple on a réglé le générateur BF sur 2 500 Hz, tournez R17 jusqu'à lire 2,50 V sur l'afficheur.

Le trimmer R17 étant réglé sur la position 1 de S1 (portée 3 kHz), ce réglage reste valable pour les deux autres portées 30 et 300 kHz.

Sensibilité d'entrée

Pour faire fonctionner ce fréquencemètre, il est nécessaire d'appliquer sur son entrée un signal BF, qu'il soit sinusoïdal, triangulaire ou carré, pourvu qu'il ait une amplitude comprise entre 0,03 V, soit 30 mV, minimum et 50 V maximum, cette dernière valeur ne devant pas être dépassée, au risque de brûler les diodes DS1 et DS2. ◆

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/les_circuits_imprimés.asp.

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Un fréquencemètre numérique 10 MHz à 5 chiffres

Mise en pratique

Pour connaître la valeur exacte d'une fréquence en hertz (Hz), kilohertz (kHz) ou mégahertz (MHz), vous devez abandonner les divers fréquencemètres analogiques et vous tourner vers les fréquencemètres numériques. S'ils sont plus coûteux, ils permettent, en contrepartie, de visualiser sur leur afficheur, la fréquence précise exprimée par un nombre.



Figure 575: Voici comment se présente le fréquencemètre numérique décrit dans ces lignes une fois monté.

Si vous possédez un fréquencemètre numérique commuté sur la portée des kHz et que le LCD affiche le nombre 225.48, il va de soi que les 3 premiers chiffres représentent les kHz et les 2 autres, après le point, les centaines et dizaines de Hz (figure 577). Si vous ajoutez à ce nombre un 0, vous aurez la valeur de 225 480 Hz.

Commutez-le enfin sur la portée des MHz et le LCD affichera le nombre 4,7548 (figure 578): il est évident que le premier chiffre est celui de l'unité des MHz, alors que les 4 autres, après le point décimal, représentent les centaines-dizaines-unités des kHz et les centaines de Hz.

Si vous ajoutez à ce nombre les deux 0 des dizaines et des unités des Hz, vous obtiendrez un nombre à 7 chiffres, 4 754 800 que vous lirez 4 MHz, 754 kHz et 800 Hz.

Tension alternative et fréquence

Une tension alternative est composée de sinusoïdes se répétant à l'infini. Pour déterminer la valeur d'une fréquence, exprimée en Hz, il est nécessaire de savoir combien de sinusoïdes se répètent en 1 seconde.

Si nous considérons, par ex., le courant alternatif du secteur 220 V à 50 Hz, nous pouvons affirmer qu'en 1 seconde, 50 sinusoïdes se répètent (figure 579).

Si nous avions un oscillateur BF produisant une fréquence de 3 500 Hz, en 1 seconde ce sont 3 500 sinusoïdes qui se répéteraient.

Si nous avions maintenant un oscillateur RF (ou générateur HF, c'est la même chose) produisant une fréquence de 100,5 MHz,

en 1 seconde 100 500 000 sinusoïdes se répéteraient.

Pour compter ces sinusoïdes, il est nécessaire d’avoir un timer tenant ouverte une “porte” pendant exactement 1 seconde, un compteur dénombrant combien de ces sinusoïdes peuvent passer pendant ce laps de temps et enfin un circuit électronique transférant ce nombre vers un afficheur LCD.

L’étage base de temps

Tous les fréquencemètres numériques possèdent une base de temps fournissant une onde carrée capable de tenir ouverte une porte pendant exactement 1 seconde.

Note : *dans notre fréquencemètre, la porte restant ouverte 1 seconde est le NOR IC4-A.*

Si l’on veut obtenir des temps exacts, on ne peut se contenter d’oscillateurs RC (Résistance/Condensateur) ou même LC (self/Condensateur) car non seulement ils sont peu précis à cause de la tolérance des composants mais encore leur fréquence, peu stable, dérive en fonction de la température ambiante.

Les seuls oscillateurs utilisables pour leur précision sont ceux qui mettent en œuvre un quartz. Celui que nous utilisons ici oscille sur la fréquence de 3 276 800 Hz et donc, pour obtenir une fréquence de 1 Hz, il faut employer des étages diviseurs capables de diviser cette fréquence par 3 276 800.

Pour faire cette division, 3 circuits intégrés, IC5, IC6 et IC7, seront mis à contribution (figure 580).

Le premier, IC5, est le CMOS 4060 contenant, comme le montre la figure 581, un étage oscillateur face aux broches 10 -11 et plusieurs étages diviseurs, divisant la fréquence produite par le quartz par les valeurs suivantes :

fréquence XTAL : 16	**sort de la broche 7**
fréquence XTAL : 32	**sort de la broche 5**
fréquence XTAL : 64	**sort de la broche 4**
fréquence XTAL : 128	**sort de la broche 6**
fréquence XTAL : 256	**sort de la broche 14**
fréquence XTAL : 512	**sort de la broche 13**
fréquence XTAL : 1 024	**sort de la broche 15**
fréquence XTAL : 4 096	**sort de la broche 1**
fréquence XTAL : 8 192	**sort de la broche 2**
fréquence XTAL : 16 384	**sort de la broche 3**



Figure 576 : Réglez le bouton sur la portée Hz et vous pourrez lire une valeur de fréquence de 99 999 Hz maximum. Ici il faut lire 14 562 Hz.



Figure 577 : Sur la portée kHz vous pourrez lire jusqu’à un maximum de 999 kHz. Ici il faut lire 225,48 kHz.



Figure 578 : Sur la portée MHz vous pourrez lire jusqu’à un maximum de 9 MHz. Ici 4,7548 MHz, soit 4 MHz et 754,8 kHz.

Le quartz utilisé produisant une fréquence de 3 276 800 Hz prélevée sur la broche 1 divisée par 4 096, nous obtenons une fréquence de :

3 276 800 : 4 096 = 800 Hz

Cette fréquence de 800 Hz est ensuite appliquée sur la broche 9 du CMOS 4518 (IC6) contenant 2 diviseurs par 10 (figure 583).

Lorsque, dans le Cours, nous vous avons proposé de construire une horloge numérique, nous avons présenté ce double diviseur 4518.

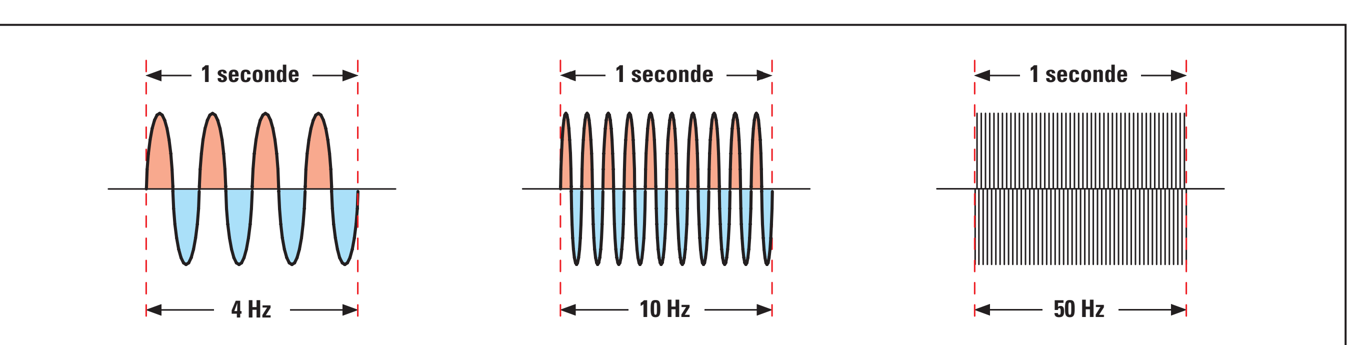


Figure 579 : Pour connaître la valeur d’une fréquence, il faut savoir combien de sinusoïdes se répètent en 1 seconde. À la fréquence de 4 MHz 4 sinusoïdes se répètent. À la fréquence de 10 Hz 10 sinusoïdes se répètent et à la fréquence de 50 Hz il s’en répète 50. Donc, à la fréquence de 100,5 MHz 100 500 00 sinusoïdes se répètent en 1 seconde.
Pour compter le nombre de sinusoïdes se répétant par sec., il faut une “porte” qui s’ouvre et qui se ferme exactement chaque seconde et un circuit qui puisse compter combien de sinusoïdes sont passées par la “porte” pendant ce laps de temps.

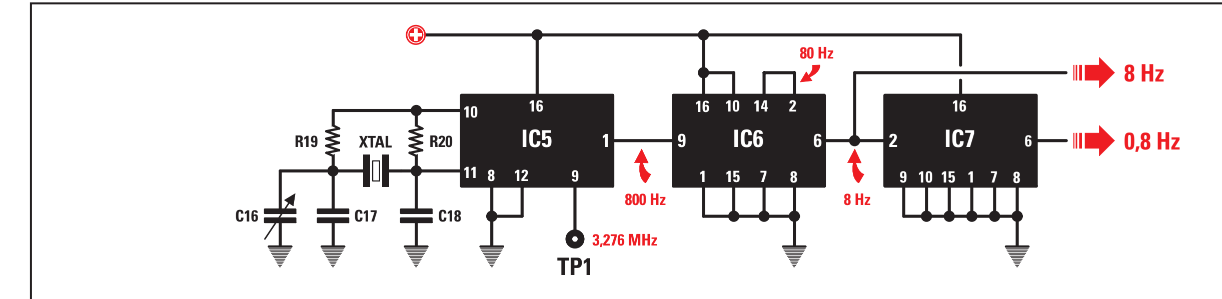


Figure 580 : Pour maintenir ouverte une “porte logique” (voir figure 589) pendant exactement 1 seconde, on part toujours de la fréquence produite par un quartz (XTAL) : voir IC5. La fréquence produite par IC5 est divisée par 2 étages diviseurs, IC6 et IC7, produisant sur leurs sorties des fréquences de 8 et 0,8 Hz.

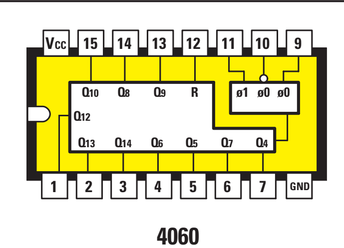


Figure 581 : Brochage du circuit intégré CMOS 4060 vu de dessus. À l’intérieur il est doté d’un oscillateur, donnant sur les broches 10 -11 et de 10 étages diviseurs.

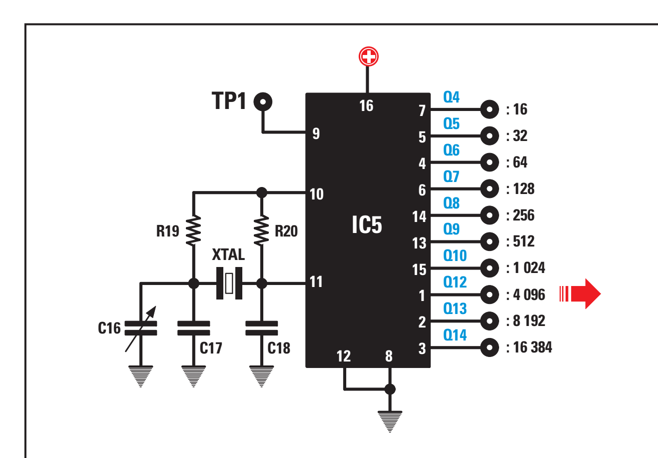


Figure 582 : Si nous appliquons sur les broches 10 -11 de l’étage oscillateur du CMOS 4060 un quartz battant la fréquence de 3 276 800 Hz, les étages diviseurs internes diviseront cette fréquence par le nombre indiqué à droite de chaque broche de sortie. Le signal prélevé sur la broche 1 ayant été divisé par 4 096, sa fréquence est de :

3 276 800 : 4 096 = 800 Hz

Cette fréquence est ensuite divisée par 100 par IC6 et par 10 par IC7 (voir figure 580).

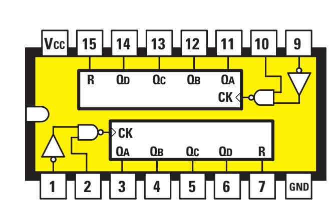


Figure 583 : Brochage du 4518 vu de dessus. C’est un double diviseur par 10.

Si nous appliquons sur la broche 9 du premier diviseur par 10 une fréquence de 800 Hz (IC6), sur la broche de sortie 14 il y aura une fréquence de :

800 : 10 = 8 Hz

Cette fréquence réentrant par la broche 2 du second diviseur par 10, se retrouve sur la broche de sortie 6 avec une valeur de :

80 : 10 = 8 Hz

Comme le second circuit intégré, le 4518 (IC7), divise cette fréquence à son tour par 10, à sa sortie nous trouvons une valeur de :

8 : 10 = 0,8 Hz (figures 580 et 584)

Comme on utilise un seul des 2 diviseurs par 10 présents dans IC7, précisément celui qui fait face à la broche d’entrée 2 et à la broche de sortie 6, l’autre, faisant face aux broches 9-14, n’est pas utilisé.

Temps et fréquence

La fréquence à onde carrée de 8 Hz sortant de la broche 6 de IC7, reste au niveau logique 0 pendant 1 seconde et au niveau logique 1 pour 0,25 sec. (figure 585).

Pour connaître la valeur en secondes de la base de temps quand on connaît la valeur de la fréquence sortant des 2 diviseurs IC7 et IC6, nous utilisons la formule :

temps seconde = 1 : Hz

1 : 0,8 = 1,25 sec.

1 : 8 = 0,125 sec.

La base de temps de 0,8 Hz est utilisée pour visualiser sur l’afficheur LCD la fréquence des Hz et des kHz, alors que la base de temps de 8 Hz permet de visualiser les MHz.

L’étage d’entrée

Parce que les circuits intégrés numériques n’acceptent sur leur entrée que des signaux carrés, il faut disposer d’un étage d’entrée qui puisse convertir tous les signaux de type sinusoïdal, triangulaire, en dents de scie, etc., dont on veut mesurer la fréquence.

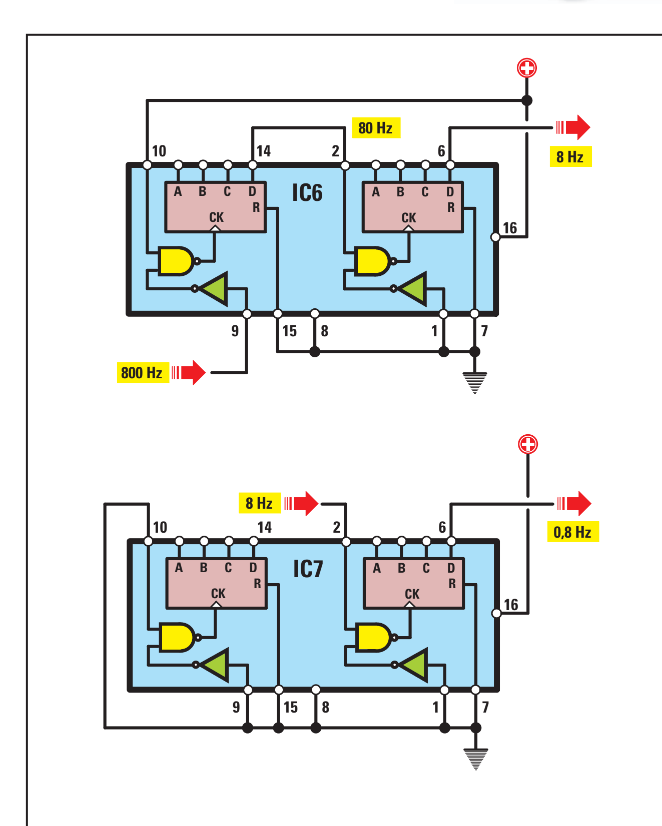


Figure 584 : Dans le diviseur IC6 (figure 580), la fréquence de 800 Hz entre par la broche 9 et sort par la broche 6 divisée par 100 et on prélèvera donc en sortie 8 Hz. Dans le diviseur IC7, la fréquence de 8 Hz entre par la broche 2 et sort par la broche 6 divisée par 10 et on prélèvera en sortie 0,8 Hz.

L'étage d'entrée de ce fréquencemètre est visible figure 586. On peut noter que cet étage utilise un FET (FT1), un transistor (TR1), 4 portes NAND (IC1-A, B, C et D) et un circuit intégré diviseur par 10 (IC2).

Le signal appliqué sur la prise d'entrée de ce fréquencemètre, passant à travers les condensateurs C1 et C3 et la résistance R1, se retrouve sur le Gate du FET FT1, utilisé comme étage séparateur d'avec l'entrée haute impédance. Les 2 diodes au silicium DS1-DS2, placées parallèlement aux résistances R2-R3, servent à protéger le FET des signaux pouvant dépasser une tension de 12 Vpp.

Tant que l'amplitude du signal ne dépasse pas 12 V, les 2 diodes ne conduisent pas mais, dès que cette valeur est dépassée, les 2 diodes deviennent conductrices et limitent l'amplitude du signal à 12 V.

L'amplitude maximale du signal pouvant être appliquée à l'entrée de ce fréquencemètre ne doit pas dépasser 50 V, alors que l'amplitude minimale ne doit pas être inférieure à 0,02 V, soit 20 mV.

Le signal présent sur la Source du FET FT1, est transféré, à travers C5-C6, sur la Base du transistor NPN TR1 afin d'être amplifié.

Sur le Collecteur du transistor TR1 est prélevé un signal carré transféré, à travers C8, sur l'entrée du NAND IC1-A utilisé pour piloter le diviseur IC2.

Si nous jetons un coup d'œil sur la liste des composants, nous constatons que les 2 circuits intégrés IC1-IC2 sont des TTL de la série 74 : IC1 est un 74LS132 composé de 4 NAND (IC1-A, B, C et D), alors que IC2 est un diviseur par 10 74LS90.

La raison pour laquelle nous avons utilisé des TTL en entrée et non des CMOS, la voici. Les circuits intégrés TTL, toujours signalés par le nombre initial 74, sont très rapides et de ce fait peuvent lire n'importe quelle fréquence jusqu'à un maximum de 50 MHz environ. Les CMOS, signalés par le nombre initial 40 ou 45, sont au contraire très lents et ne peuvent lire les fréquences supérieures à 2,5 MHz.

Si nous appliquons à l'entrée de IC2 (TTL) une fréquence de 25 MHz, elle sera divisée par 10 et à la sortie nous aurons une fréquence de 2,5 MHz pouvant être lue par n'importe quel CMOS.

En pratique, la fréquence sortant de la broche 11 de IC2 est celle appliquée sur l'entrée broche 14, divisée par 10 si et seulement si la broche 2 est contrainte à un niveau logique 0. Dans notre circuit c'est la résistance R11 qui maintient ce niveau logique 0 sur la broche 2. Si nous relions cette dernière à la tension positive du 5 V, c'est-à-dire au niveau logique 1, le circuit intégré se bloque et il ne sort plus aucun signal de la broche 11. Ce sera au commutateur S2-A de mettre la broche 2 au niveau logique 0 ou au niveau logique 1.

S2-A (1e pos.) MHz

Comme dans cette position la broche 2 de IC2 est au niveau logique 0, n'importe quelle fréquence appliquée sur la broche d'entrée 14 sera prélevée sur la broche 11 divisée par 10. Si, donc, nous appliquons une fréquence de 10 MHz, nous prélèverons sur la broche de sortie 11 une fréquence de 1 MHz qui atteindra la porte IC1-C pour ensuite sortir de la porte IC1-D (figure 586).

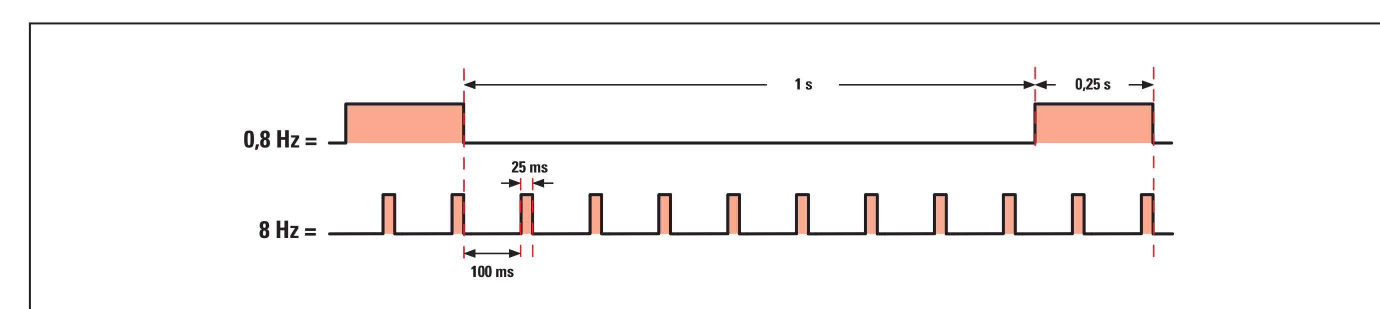


Figure 585 : La fréquence de 0,8 Hz sortant du diviseur IC7 (figures 580 et 587) reste pendant 1 seconde au “niveau logique 1” et pour 0,25 sec. au “niveau logique 0”. La fréquence de 8 Hz sortant du diviseur IC6 reste pendant 1 seconde au “niveau logique 1” et pour 0,025 sec. au “niveau logique 0”.

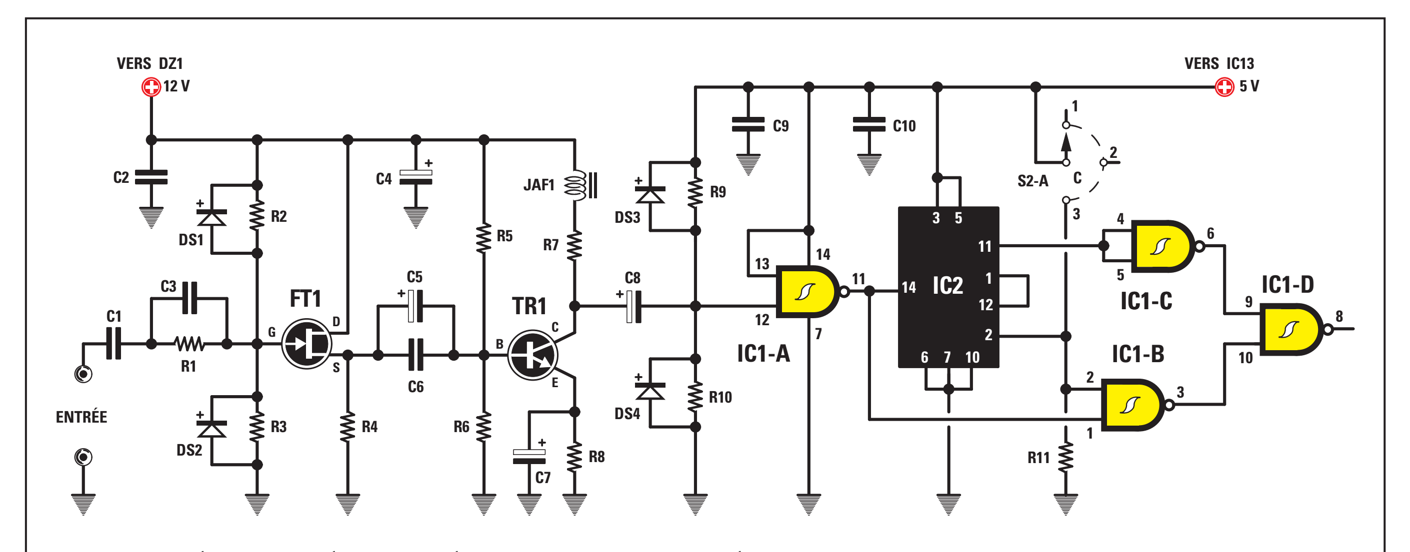


Figure 586: L'étage d'entrée, composé de FT1 et TR1, est utilisé pour convertir tous les signaux sinusoïdaux, triangulaires ou en dents de scie, en signaux carrés. Le circuit intégré IC2 est un diviseur par 10 de la série TTL, capable de lire jusqu'à un maximum de fréquence de 50 MHz. Si nous lui avions substitué un CMOS, nous aurions eu du mal à dépasser 2,5 MHz.

Figure 587: Schéma électrique du fréquencemètre numérique capable de lire une fréquence au-delà de 10 MHz.

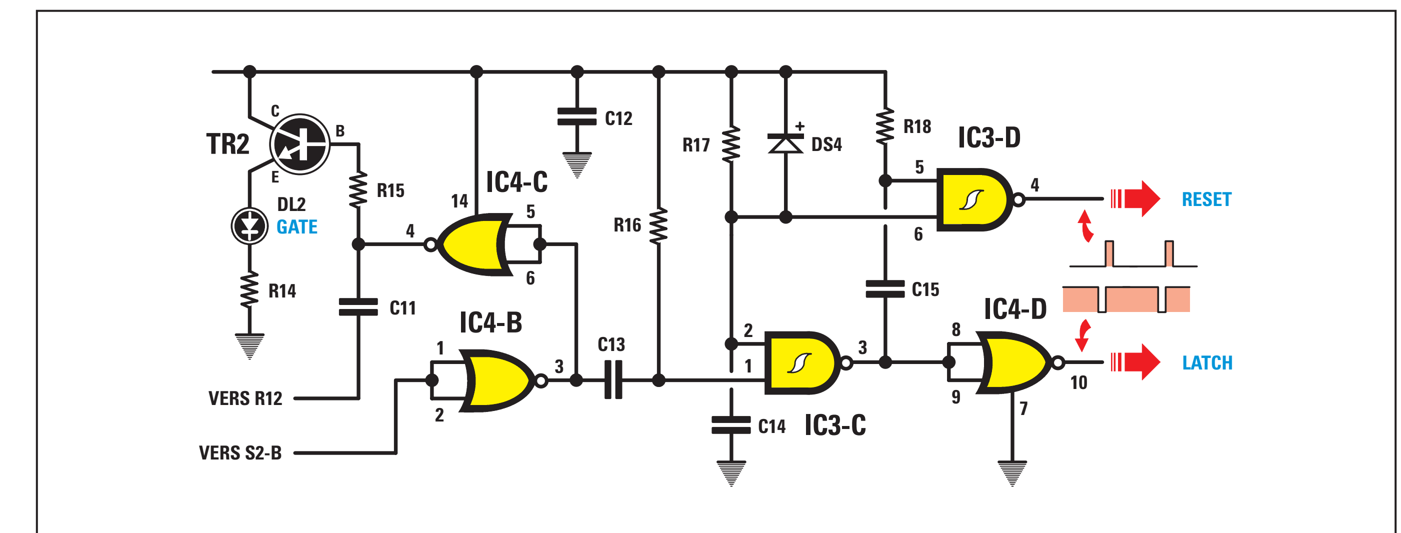


Figure 588: Cet étage permet d'obtenir les 2 signaux de Reset et de Latch servant, comme l'explique l'article, à transférer le nombre d'impulsions comptées sur l'afficheur LCD (DISPLAY, figure 591). La diode LED DL2, reliée à l'Émetteur du transistor TR2, clignote à 0,8 Hz sur les portées Hz et kHz et à 8 Hz sur la portée MHz.

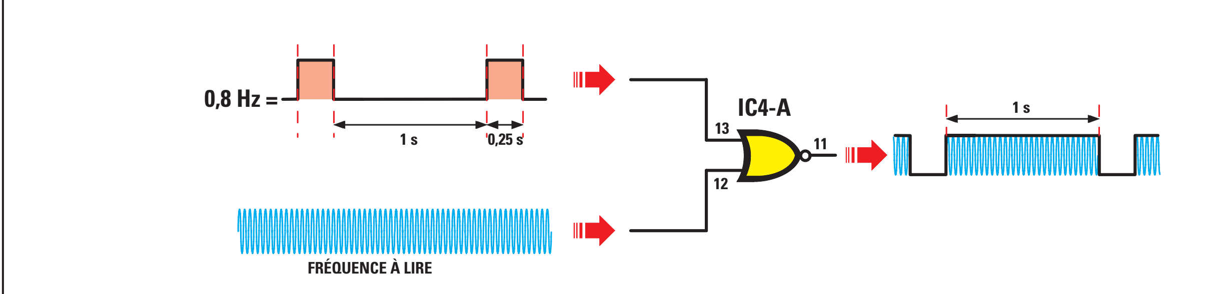


Figure 589: La porte numérique restant ouverte exactement 1 seconde (0,1 sec. pour lire les MHz), est le NOR IC4-A. Si l'on applique sur la b 12 la fréquence à lire et sur la broche 13 la fréquence 0,8 Hz (figure 585), il sera possible de prélever sur la broche 11 le nombre exact d'impulsions ayant réussi à passer en 1 seconde.

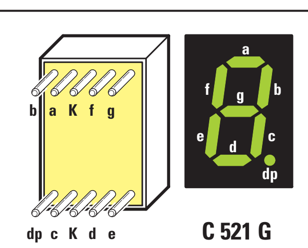
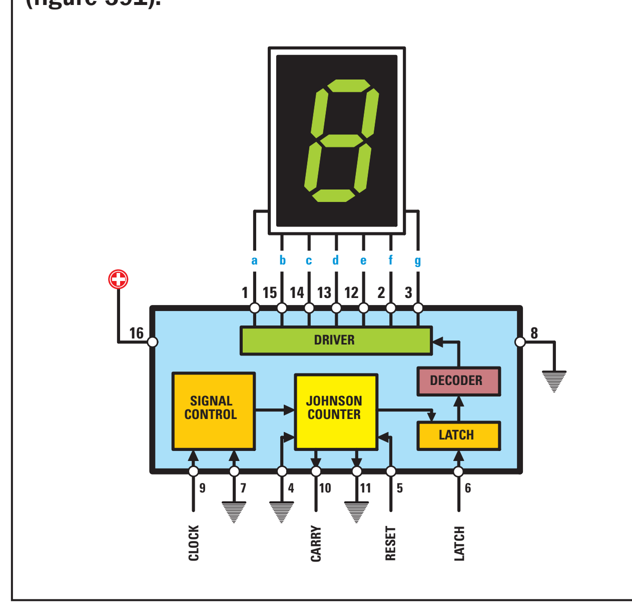


Figure 590: Brochage de l'afficheur LCD C521-G vert et du circuit intégré 40110-B pilotant l'afficheur LCD (figure 591).



S2-A (2e pos.) kHz

Dans cette position aussi la broche 2 de IC2 est au niveau logique 0 et n'importe quelle fréquence appliquée sur la broche 14 sera prélevée sur la broche 11 divisée par 10.

De la broche de sortie 11 la fréquence atteindra la porte IC1-C pour ensuite sortir de la porte IC1-D.

S2-A (3e pos.) Hz

Dans cette position, le commutateur S2-A relie la broche 2 de IC2 à la tension positive 5 V et contraint cette broche à un niveau logique 1: le circuit intégré est bloqué et par conséquent aucune fréquence ne sort de la broche 11 de IC2.

La fréquence présente sur la sortie du NAND IC1-A passe sur le NAND IC1-B puis sur le NAND IC1-D pour atteindre la porte NOR IC4-D (figure 589).

Étage compteur-décodeur de LCD

Pour allumer les 5 éléments afficheurs LCD du fréquencemètre, il faut 5 circuits intégrés CMOS 40110-B (figure 590) contenant un compteur, un décodeur et un driver (pilote).

Les impulsions à compter entrent par la broche 9 d'horloge (clock) du premier 40110-B (IC12, figure 591).

Ce circuit intégré se charge de visualiser sur le 5° élément afficheur LCD tous les nombres de 0 à 9 et, lorsqu'on passe de 9 à 0, sort automatiquement de la broche 10 de "carry" de IC12 une impulsion qui, en entrant par la broche 9 dans le second 40110-B (IC11), visualise sur le 4° élément afficheur LCD le nombre 1.

Ces 2 éléments afficheurs peuvent donc visualiser tous les nombres entre 00 et 99.

IC12	**=**	**de 0 à 9**
IC12+IC11	**=**	**de 0 à 99**
IC12+IC11+IC10	**=**	**de 0 à 999**
IC12+IC11+IC10+IC9	**=**	**de 0 à 9999**
IC12+IC11+IC10+IC9+IC8	**=**	**de 0 à 99999**

Si à l'entrée du fréquencemètre nous n'appliquons aucun signal, nous verrons le LCD afficher 00000.

Si en position 1 (MHz) le LCD affiche le nombre 0.4750, nous lirons 0,475 MHz, soit 475 kHz.

En revanche, s'il affiche 6.5500, la fréquence sera de 6 MHz et 550 kHz ou 6,55 MHz.

En position 2 (kHz) si le LCD affiche 087.00, nous lirons 87 kHz, alors que s'il affiche 005.00, les deux 0 n'étant pas significatifs, nous lirons 5 kHz.

Sur la dernière position (Hz) si le LCD affiche 82000, nous lirons 82 000 Hz, alors que s'il affiche 00050, en enlevant les 0 de gauche, nous lirons 50 Hz.

Quand vous aurez votre fréquencemètre en mains, quelques minutes vous suffiront pour apprendre à lire correctement les fréquences. ◇

NOTES

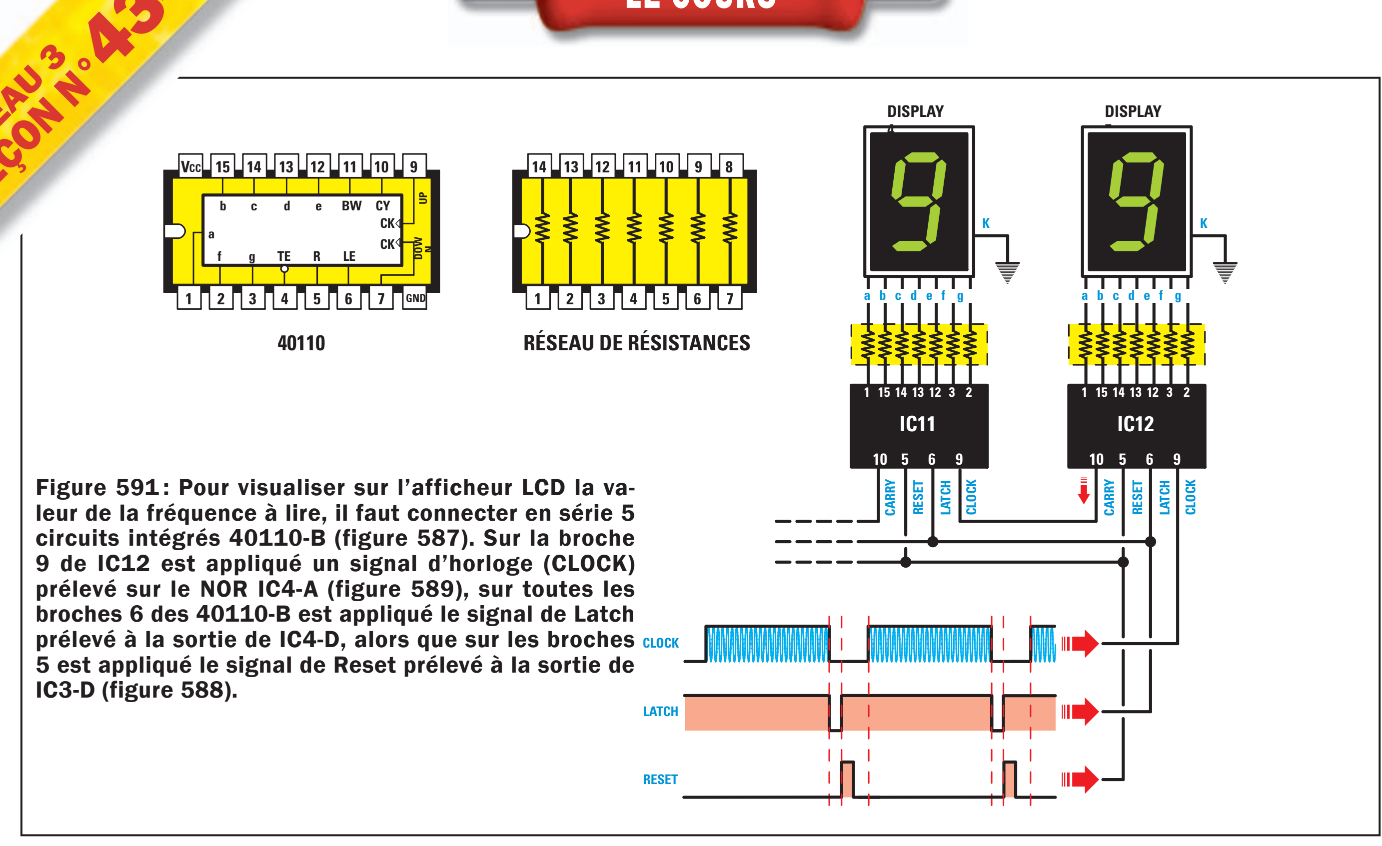


Figure 591: Pour visualiser sur l'afficheur LCD la valeur de la fréquence à lire, il faut connecter en série 5 circuits intégrés 40110-B (figure 587). Sur la broche 9 de IC12 est appliqué un signal d'horloge (CLOCK) prélevé sur le NOR IC4-A (figure 589), sur toutes les broches 6 des 40110-B est appliqué le signal de Latch prélevé à la sortie de IC4-D, alors que sur les broches 5 est appliqué le signal de Reset prélevé à la sortie de IC3-D (figure 588).

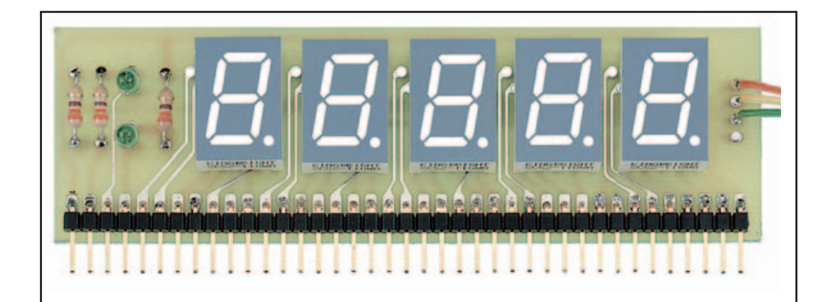


Figure 592: Quand vous fixerez les 5 afficheurs LCD sur le circuit imprimé, vous devrez orienter leur point décimal vers le bas.

Les signaux de Latch et de Reset

Les impulsions de comptage appliquées par le NOR IC4-A sur la broche d'entrée CLOCK de IC12, ne sont pas visualisées sur l'afficheur LCD mais sont stockées à l'intérieur d'une mémoire Latch et y restent jusqu'à ce que le NOR IC4-D envoie une impulsion négative sur la broche 6.

Quand une impulsion négative arrive, le nombre stocké dans la mémoire Latch est instantanément transféré dans un décodeur interne qui le transmet à son driver capable, lui, de le visualiser sur l'afficheur LCD (figure 591).

Le nombre apparaissant sur l'afficheur LCD reste bloqué et donc, même si un nouveau comptage arrive dans la mémoire Latch, ce dernier n'est pas visualisé.

Après avoir transféré vers l'afficheur le comptage présent dans la mémoire Latch, il faut reseter le compteur en envoyant sur la broche 5 de RESET une impulsion positive prélevée directement sur le NAND IC3-D (figure 589).

Pour créer ces impulsions de Latch et Reset, lesquelles doivent être parfaitement synchrones avec la fréquence de la base de temps prélevée sur le commutateur S2-B, nous avons utilisé 4 portes numériques IC4-B, IC3-C, IC4-D et IC3-D (figure 588). La cinquième porte IC4-C sert à piloter la Base du transistor TR2 afin qu'elle fasse clignoter la LED DL2 à la fréquence prédéfinie par la position de S2-B, c'est-à-dire à 8 ou 0,8 Hz.

Les 2 dernières portes NAND IC3-A et B, montées en configuration FLIP-FLOP (figure 587), servent à allumer la LED DL1 quand la fréquence mesurée dépasse le nombre maximum affichable par l'afficheur LCD, soit 99999.

Car au-delà de 99999, la fréquence devrait augmenter d'une unité, ce qui ferait un nombre à 6 chiffres:

99 999 + 1 = 100 000

or nous n'avons que 5 chiffres à notre disposition et donc le 1 de gauche ne peut être affiché.

Aussi, en voyant 00000 affiché, vous pourriez penser que le fréquencemètre ne lit aucune fréquence. Mais la LED DL1 d'Over Range (Hors d'Échelle ou de Portée) étant allumée, vous saurez que le nombre 99999 a été dépassé.

Si, par exemple, le fréquencemètre est en pos. 1 (MHz), si l'afficheur LCD visualise 0.0000 et si la LED DL1 d'Over Range est allumée, vous saurez que devant le nombre 0.0000 il devrait y avoir un 1, la fréquence mesurée étant 10,0000 MHz.

Si c'est le nombre 2.3000 qui est affiché alors que la LED DL1 d'Over Range est allumée, vous saurez que vous mesurez une fréquence de 12,3000 MHz.

Ce que nous venons de dire pour la portée des MHz vaut aussi pour celle des kHz et des Hz.

Figure 593a : Schéma d'implantation des composants du fréquencemètre EN5048. Comme vous pouvez le constater, le montage ne présente aucune difficulté et si vous insérez correctement, selon leurs valeurs, toutes les résistances et tous les condensateurs, le circuit fonctionnera sans aucun problème.

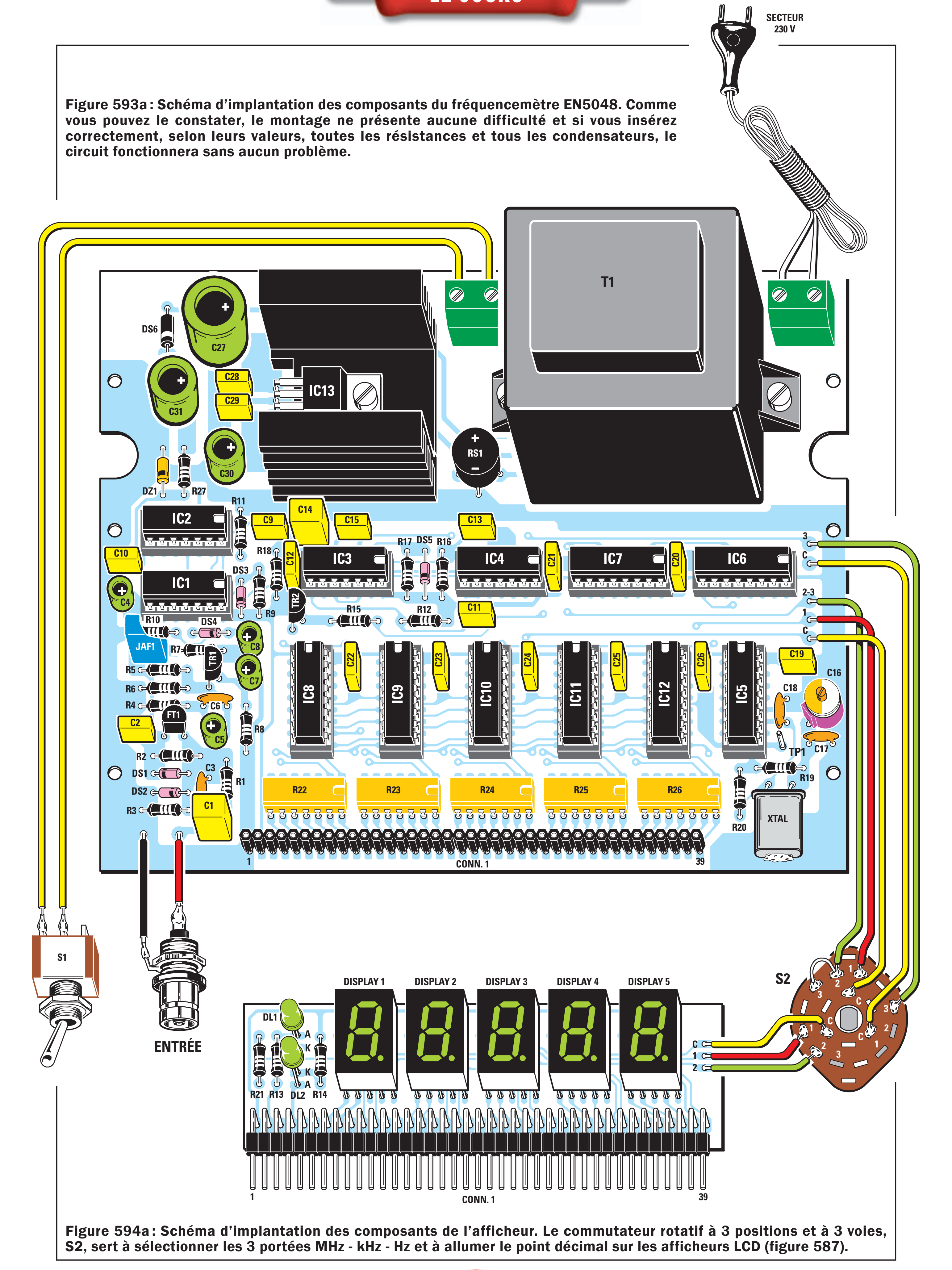


Figure 594a : Schéma d'implantation des composants de l'afficheur. Le commutateur rotatif à 3 positions et à 3 voies, S2, sert à sélectionner les 3 portées MHz - kHz - Hz et à allumer le point décimal sur les afficheurs LCD (figure 587).

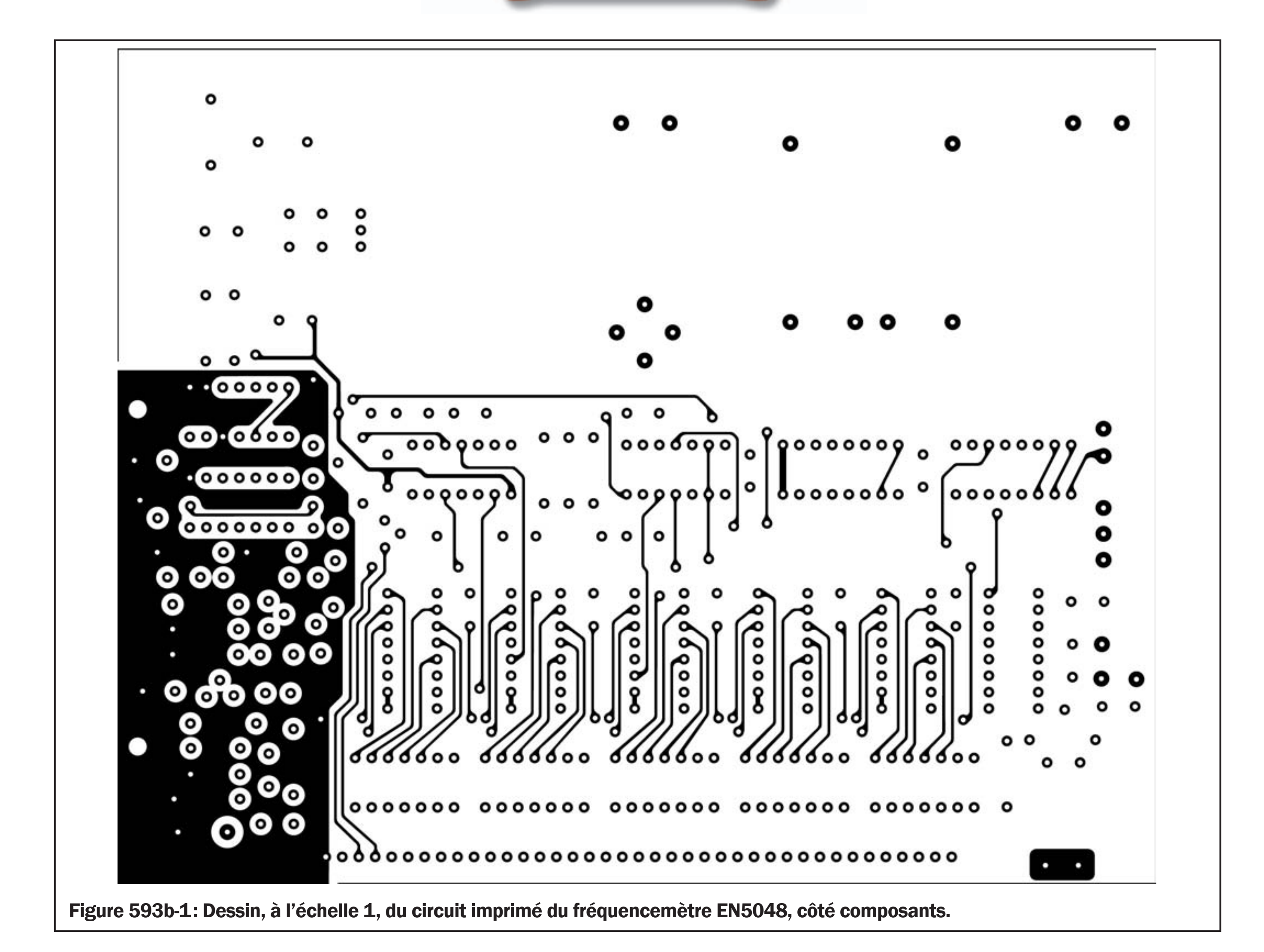


Figure 593b-1: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du fréquencemètre EN5048, côté composants.

Liste des composants

R1 .... 4,7 kΩ
R2 .... 2,2 MΩ
R3 .... 2,2 MΩ
R4 .... 2,2 kΩ
R5 .... 82 kΩ
R6 .... 6,8 kΩ
R7 .... 2,2 kΩ
R8 .... 100 Ω
R9 .... 15 kΩ
R10 ..... 4,7 kΩ
R11 ..... 220 Ω
R12 ..... 22 kΩ
R13* ... 330 Ω
R14* ... 330 Ω
R15 ..... 10 kΩ
R16 ..... 22 kΩ
R17 ..... 22 kΩ
R18 ..... 22 kΩ
R19 ..... 3,3 kΩ
R20 ..... 1 MΩ
R21* ... 330 Ω
R22 ..... 470 Ω rés.résit.
R23 ..... 470 Ω rés.résit.
R24 ..... 470 Ω rés.résit.
R25 ..... 470 Ω rés.résit.
R26 ..... 470 Ω rés.résit.
R27 ..... 390 Ω
C1........ 1 µF polyester
C2........ 100 nF polyester
C3........ 220 pF céramique
C4........ 10 µF électro.
C5........ 47 µF électro.
C6........ 10 nF céramique
C7........ 100 µF électro.
C8........ 47 µF électro.
C9........ 100 nF polyester
C10...... 100 nF polyester
C11...... 4,7 nF polyester
C12 ..... 100 nF polyester
C13...... 4,7 nF polyester
C14...... 1 µF polyester
C15...... 4,7 nF polyester
C16...... 3-40 pF ajustable
C17...... 10 pF céramique
C18...... 22 pF céramique
C19...... 100 nF polyester
C20 ..... 100 nF polyester
C21...... 100 nF polyester
C22 ..... 100 nF polyester
C23 ..... 100 nF polyester
C24...... 100 nF polyester
C25 ..... 100 nF polyester
C26 ..... 100 nF polyester
C27...... 1 000 µF électro.
C28 ..... 100 nF polyester
C29 ..... 100 nF polyester
C30 ..... 220 µF électro.
C31...... 470 µF électro.
JAF1..... self 15 µH
RS1 ..... pont redresseur 100 V 1 A
DS1 ..... diode 1N4148
DS2 ..... diode 1N4148
DS3 ..... diode 1N4148
DS4 ..... diode 1N4148
DS5 ..... diode 1N4148
DS6 ..... diode 1N4007
DZ1 ..... zener 12 V 1 W
DL1* ... LED
DL2* ... LED
DISPLAY1* ....afficheur C521G
DISPLAY2* ....afficheur C521G
DISPLAY3* ....afficheur C521G
DISPLAY4* ....afficheur C521G
DISPLAY5* ....afficheur C521G
TR1...... NPN BF495
TR2...... NPN BC547
FT1 ...... FET J310
XTAL..... quartz 3,276 MHz
IC1....... TTL 74LS132
IC2....... TTL 74LS90
IC3....... CMOS 4093
IC4....... CMOS 4001
IC5....... CMOS 4060
IC6....... CMOS 4518
IC7....... CMOS 4518
IC8....... CMOS 40110
IC9....... CMOS 40110
IC10..... CMOS 40110
IC11..... CMOS 40110
IC12 .... CMOS 40110
IC13..... régulateur L7805
T1 .... transfo. 6 W sec. 8 V 0,6 A 15 V 0,1 A
S1........ interrupteur
S2........ commutateur 3 voies 3 pos.

Divers :
1 .... prise BNC
1 .... bouton axe 6 mm
2 .... borniers 2 pôles
1 .... cordon secteur
1 .... passe-fil
1 .... boîtier

** Les composants marqués d'un astérisque sont montés sur la platine des afficheurs.*

Sauf spécification contraire, toutes les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

Figure 593b-2: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du fréquencemètre EN5048, côté soudures.

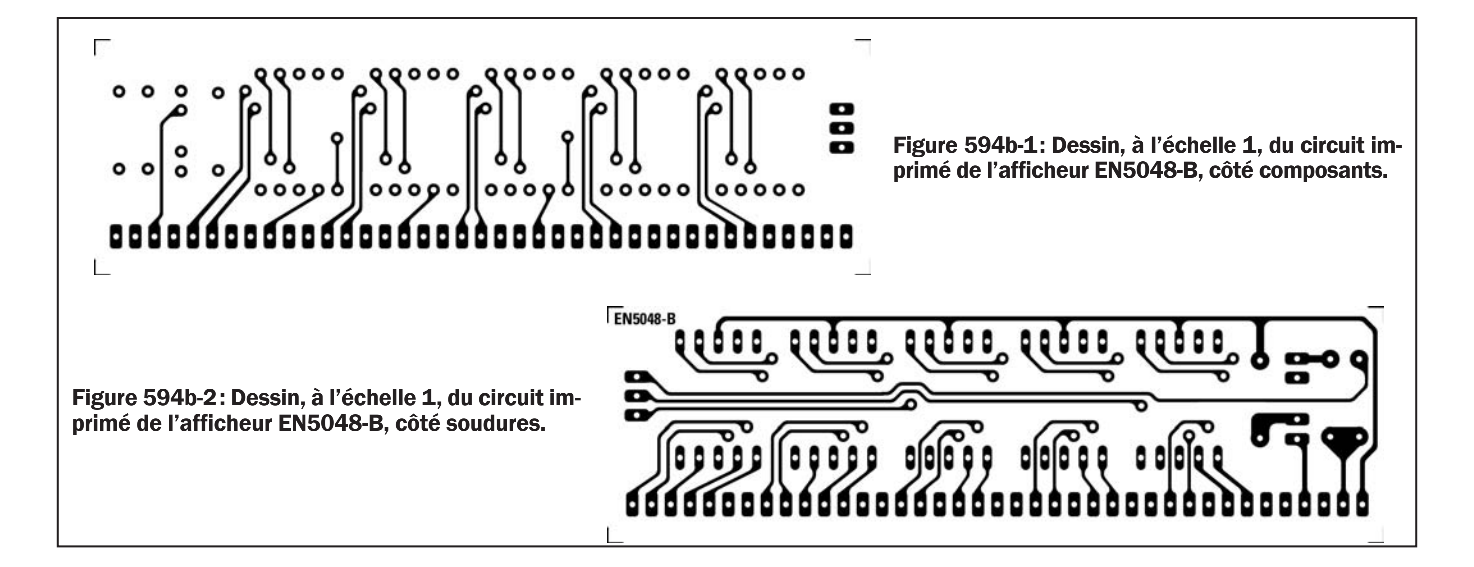


Figure 594b-1: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'afficheur EN5048-B, côté composants.

Figure 594b-2: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'afficheur EN5048-B, côté soudures.

Étage d'alimentation

Pour alimenter ce fréquencemètre il faut un transformateur T1 pourvu de 2 secondaires: un de 15 V et un de 8 V. La tension alternative de 15 V, redressée par la diode au silicium DS5, est stabilisée à 12 V par la diode zener DZ1. Cette tension est utilisée seulement pour alimenter l'étage d'entrée composé du FET FT1 et du transistor TR1. La tension alternative de 8 V, redressée par le pont redresseur RS1, est stabilisée à 5 V par IC13. Cette tension alimente tous les circuits intégrés et les 5 éléments afficheurs LCD.

Réalisation pratique

Pour réaliser ce fréquencemètre il faut fabriquer ou se procurer les 2 circuits imprimés EN5048 (platine principale) et EN5048-B (platine afficheur LCD à 5 chiffres): ils recevront tous les composants visibles à la figure 593.

Avant de commencer le montage, nous voulons vous rappeler que, pour faire fonctionner n'importe quel circuit électronique, il est indispensable d'exécuter des soudures parfaites avec du tinol de qualité optimale. Prenez du 60/40 (60 %

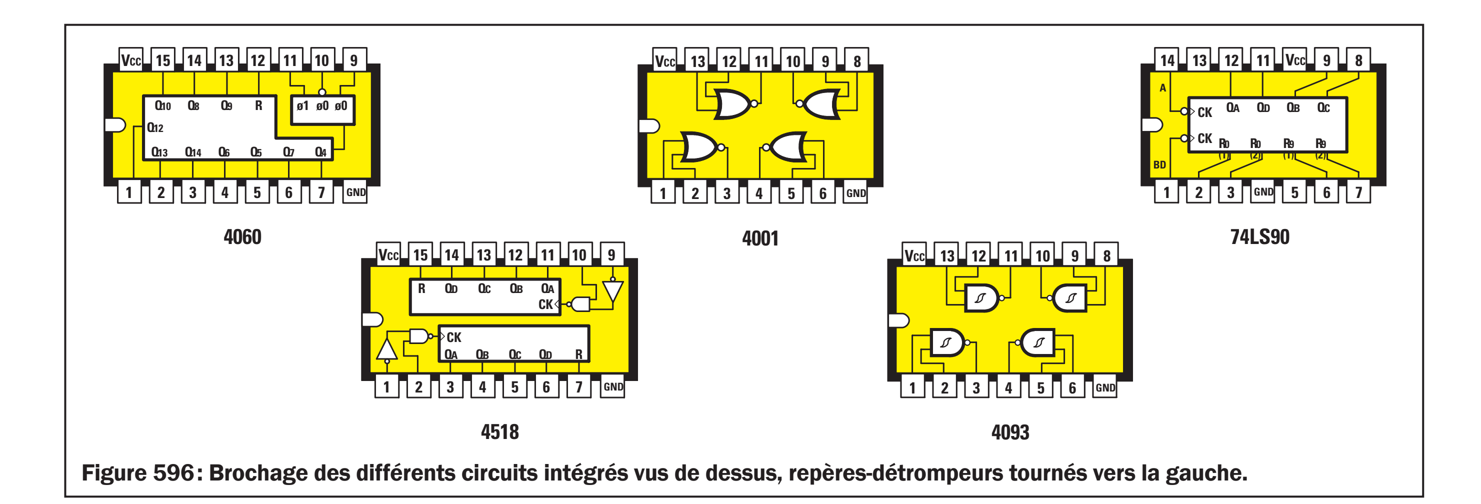


Figure 596: Brochage des différents circuits intégrés vus de dessus, repères-détrompeurs tournés vers la gauche.

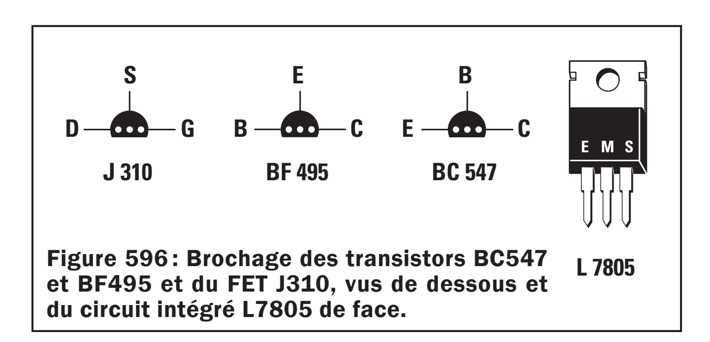


Figure 596: Brochage des transistors BC547 et BF495 et du FET J310, vus de dessous et du circuit intégré L7805 de face.

d'étain et 40 % de plomb) en diamètre 1 mm. Les autres pourcentages ont un excès de flux décapant créant des résistances de contact sous les soudures ou des courts-circuits entre les pistes, responsables de 90 % des dysfonctionnements initiaux des montages.

Sur le premier circuit imprimé EN5048, montez tout d'abord le connecteur femelle à 39 broches CONN.1: c'est une barrette tulipe recevant la carte afficheur LCD que vous enficherez plus tard. En fait CONN.1 est composé d'une barrette tulipe à 15 et d'une autre à 24 broches. Soudez

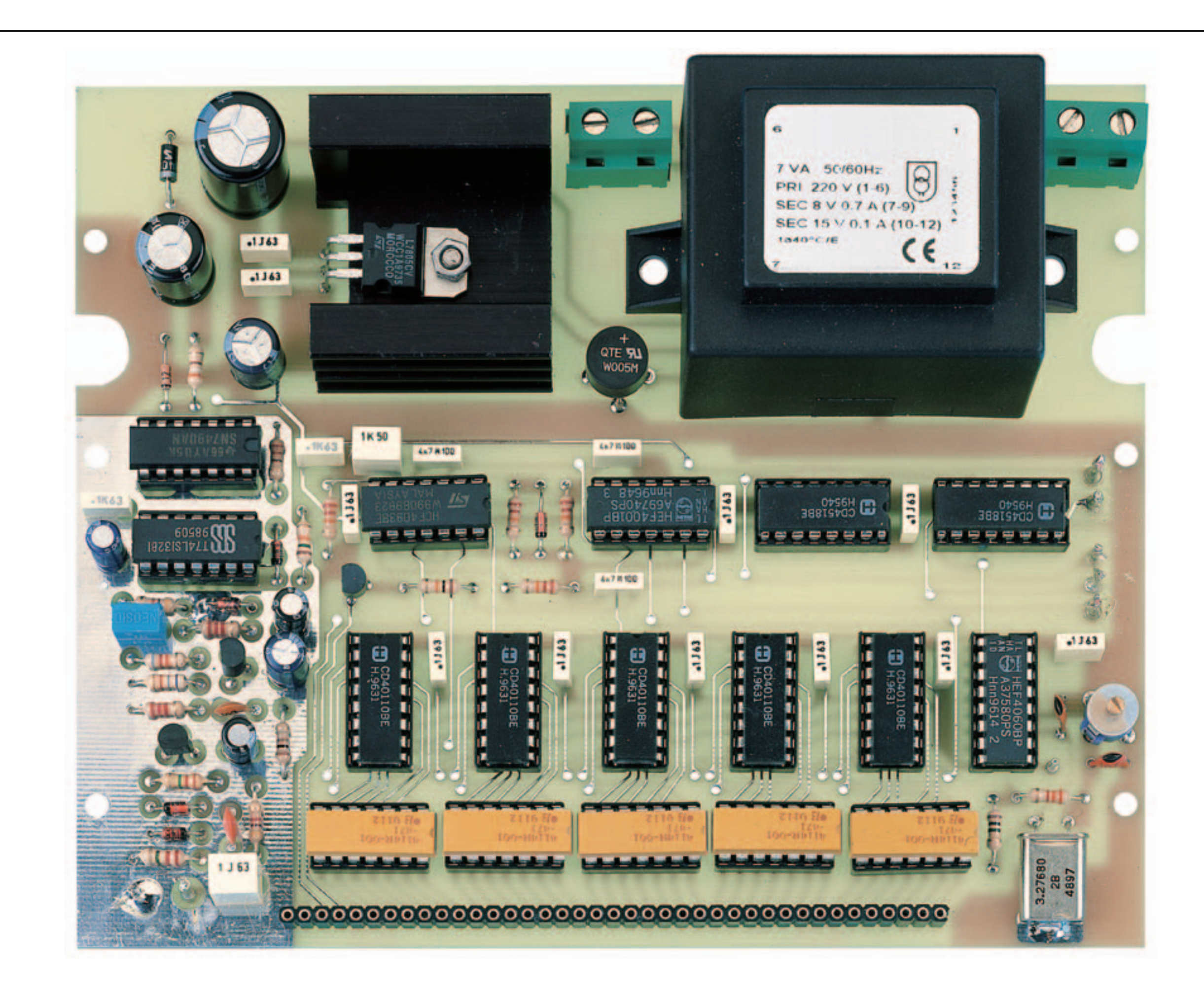


Figure 597: Photo d'un des prototypes du fréquencemètre numérique EN5048. Vous voyez ici la platine de base prête à fonctionner. La photo du prototype de l'afficheur EN5048-B se trouve à la figure 592.

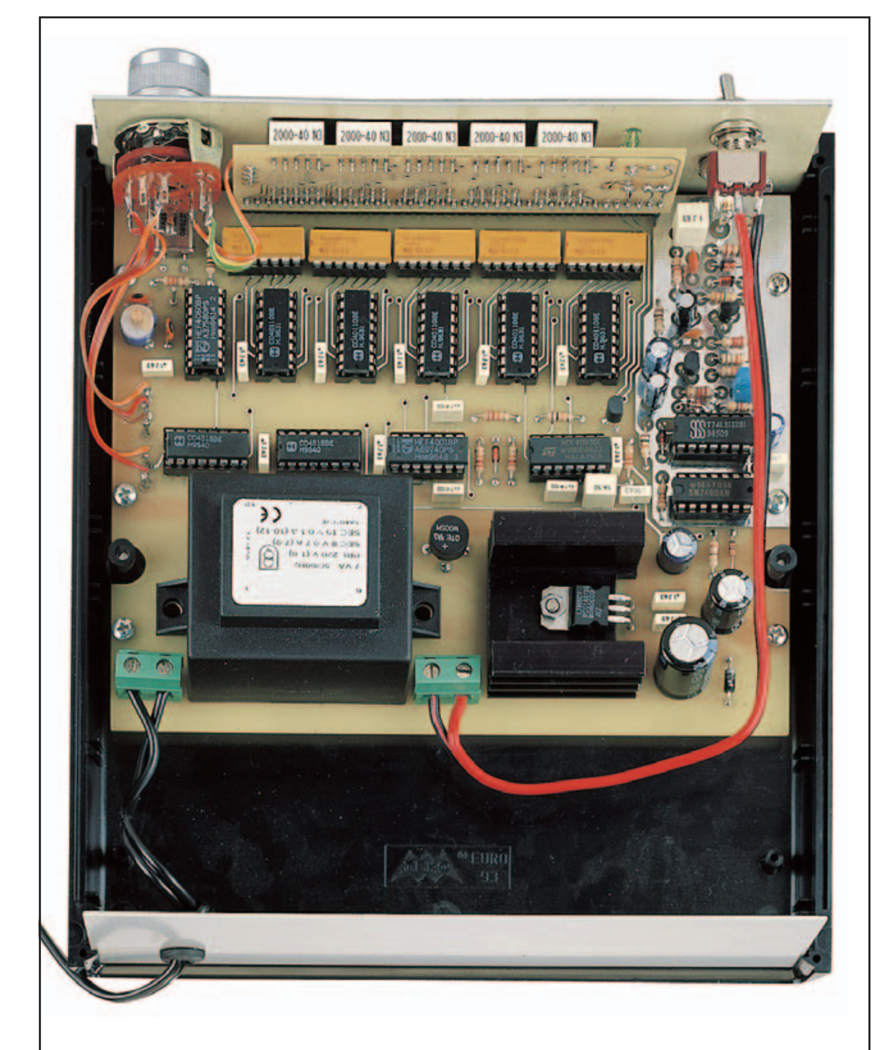


Figure 598 : Boîtier ouvert vu de derrière. En haut, près de la face avant, vous pouvez voir la platine afficheurs de la figure 592, déjà couplée à sa platine de base.

Enfin, insérez les condensateurs électrolytiques en respectant bien la polarité ±.

Maintenant vous pouvez prendre le FET plastique J310 et l'insérer dans les 3 trous FT1 en orientant vers le bas le côté plat de son boîtier. Prenez ensuite le transistor BF495 et insérez-le dans les 3 trous TR1 en orientant vers la gauche le côté plat de son boîtier. Insérez enfin, à côté de IC3, le transistor BC547 dans les 3 trous TR2, côté plat vers la gauche.

À gauche du transformateur T1, enfilez le régulateur 7805 (IC13) après l'avoir fixé sur son dissipateur à l'aide d'un petit boulon, dos métallique vers le dissipateur, pattes repliées en L, comme le montrent les figures 593, 597, 598 et 599.

Insérez les circuits intégrés dans leurs supports en orientant bien leur repère détrompeur à U dans le bon sens, c'est-à-dire celui montré par la figure 593. Contrôlez bien que toutes les broches sont bien descendues dans leurs fentes de support.

Il ne vous reste plus qu'à insérer, sur le circuit imprimé EN5048-B cette fois, le support tulipe à 39 broches (CONN.1, figure 593 en bas) composé, rappelons-le, d'une section de 15 et d'une autre de 24 broches placées bout à bout en ligne. Les 39 broches soudées, sans oubli ni court-circuit, insérez les 5 éléments (5 chiffres) afficheurs LCD de couleur verte.

Le point décimal à droite du chiffre 8 est à orienter vers le bas, vers le CONN.1.

les 39 broches.

Insérez ensuite les supports des circuits intégrés. IC1, IC2, IC3 et IC4 sont des 14 broches alors que les autres sont des 16 broches.

Vous aurez à exécuter 490 soudures ! Aussi, si vous sentez que votre vue fatigue, à mi-parcours, arrêtez-vous pour une bonne pause café.

Après, contrôlez bien toutes les soudures en vous servant d'une loupe : vous trouverez peut-être des broches non soudées ou bien une goutte de soudure un peu trop grosse faisant un court-circuit adjacent entre 2 broches.

Près du CONN.1 insérez les réseaux résistifs R22 à 26 : ils ont l'aspect de circuits intégrés mais pour eux il n'est pas nécessaire de respecter l'orientation de leur repère détrompeur à U qui n'en est pas vraiment un (figure 591).

Insérez aussi les autres résistances puis les diodes au silicium en verre, en orientant leur bague noire comme le montre la figure 593.

La diode au silicium DS6 est en plastique et sa bague blanche est à orienter vers C27. Insérez tous les condensateurs polyesters, les céramiques C3, C6, C17 et C18, le condensateur ajustable C16 et, près de R19, le quartz de 3,2768 MHz.

Soudez enfin les 2 LED DL1 et 2, en orientant vers le bas leur patte la plus longue (l'anode A).

Montage dans le boîtier

Pour abriter ce fréquencemètre numérique nous avons choisi un boîtier plastique noir (figure 575) avec face avant en aluminium anodisé percée et sérigraphiée.

Une fois le boîtier ouvert, fixez sur le fond la carte principale EN5048 à l'aide de 4 vis autotaraudeuses (figure 598). Prenez ensuite la carte afficheur LCD EN5048-B et, près des 3 trous à droite du 5° élément afficheur LCD, soudez 3 morceaux de fil souple (fils C-1-2, figure 593) sur le circuit imprimé et préparez les soudures sur le commutateur rotatif S2.

Enfichez les 39 broches du connecteur mâle de la carte afficheur LCD dans les 39 trous du support tulipe femelle de la carte principale.

Prenez la face avant, fixez dans le trou de droite le commutateur rotatif S2 et, dans celui de gauche, en bas, la fiche BNC servant pour l'entrée du signal à mesurer.

Soudez maintenant les 3 morceaux de fil venant du 5° élément afficheur LCD sur les broches de S2 (vous aviez préparé ces soudures) : le fil C est à souder sur la broche centrale, le fil 1

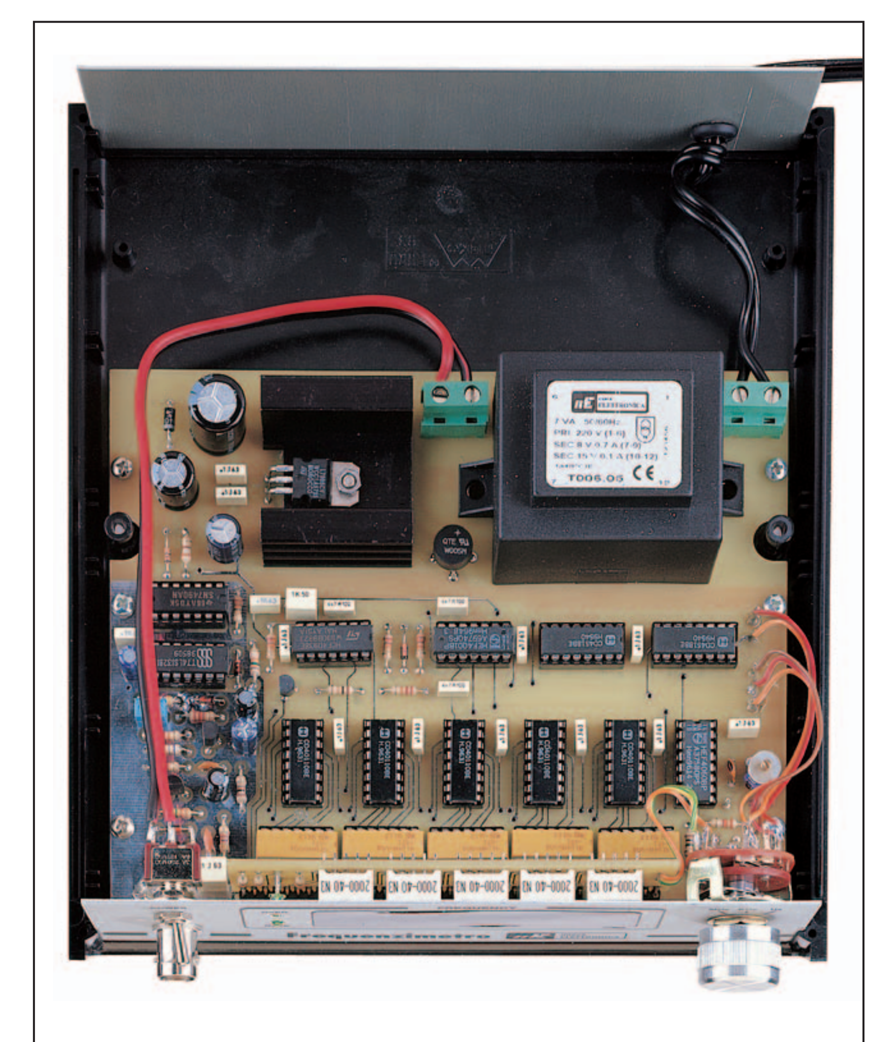


Figure 599 : Boîtier ouvert vu de devant. L'entrée du signal est confiée à une prise BNC quoiqu'un connecteur TV puisse aussi faire l'affaire tout en réalisant une petite économie.

sur la broche 1 et le fil 2 sur la broche 2 de S2 (ne cherchez pas ces indications sur la galette de S2, elles n'y sont pas, mais aidez-vous de la figure 593 en bas à droite). Si vous vous trompiez, le point décimal ne s'allumerait pas.

Les 5 autres fils partant de la carte principale, près de IC6, sont à souder sur les 2 autres secteurs de S2, conformément à la figure 593.

Après avoir placé la face avant sur le boîtier, reliez, à l'aide de 2 morceaux de fil de cuivre nu, la BNC au circuit imprimé principal. Dans le trou de face avant, au-dessus de celui de la BNC, fixez l'interrupteur à levier S1 et soudez sur ses broches les 2 fils venant du bornier placé à gauche du transformateur T1. Sur le bornier de droite, insérez le cordon d'alimentation secteur 220 V.

Avant de fermer le boîtier, il va falloir régler le condensateur ajustable C16.

Réglage du condensateur ajustable C16

Pour régler le condensateur ajustable C16, il faudrait disposer d'une fréquence étalon prélevée à la sortie d'un oscillateur à quartz, tel le EN5038 que vous avez peut-être déjà construit.

La leçon 37-1 du Cours (ELM 50, page 68) vous a appris que, sur la platine EN5038 (figure 344a), en choisissant, grâce au strap J1, le quartz de 8,8672 MHz et, grâce au strap J2, la self L1 de 10 microhenrys, vous obtiendrez en sortie une fréquence de 8,867 MHz. Appliquez-la sur la BNC d'entrée de votre fréquencemètre. Après avoir tourné le condensateur ajustable C3 du EN5038, de manière à faire osciller le quartz, procédez comme suit :

1 - Reliez la sortie de l'oscillateur EN5038 à la BNC d'entrée du fréquencemètre. N'oubliez pas de connecter la tresse de blindage du petit câble coaxial à la masse du circuit imprimé du EN5038.

2 - Placez le bouton Range (Portée) de votre fréquencemètre sur pos.1 (MHz).

3 - Alimentez l'oscillateur EN5038 : le fréquencemètre affiche le nombre 8.8672, du moins idéalement. Si vous lisez un nombre différent, pas de panique et passez à 4.

4 - Avec un tournevis plastique, tournez lentement l'axe du condensateur ajustable C16 jusqu'à lire sur l'afficheur LCD le nombre exact 8.8672.

5 - Le dernier chiffre de droite n'est pas stable : ne vous en préoccupez pas, il va passer de 2 à 3 ou même de 2 à 0, c'est le lot de tous les appareils numériques.

6 - Si vous voulez un réglage plus précis, placez le bouton Range sur la portée kHz, tout de suite la LED DL1 d'Over Range s'allumera et l'afficheur LCD visualisera 867.20. Si le nombre après le point décimal n'est pas 20 mais par exemple 24, tournez l'axe de C16 jusqu'à atteindre 23, 22... 20 si possible.

Note : *si vous ne disposez d'aucune fréquence étalon pour régler C16, votre fréquencemètre est tout de même utilisable mais avec une tolérance de l'ordre de ±0,05 % sur la valeur de la fréquence lue.*

Comment construire ce montage ?

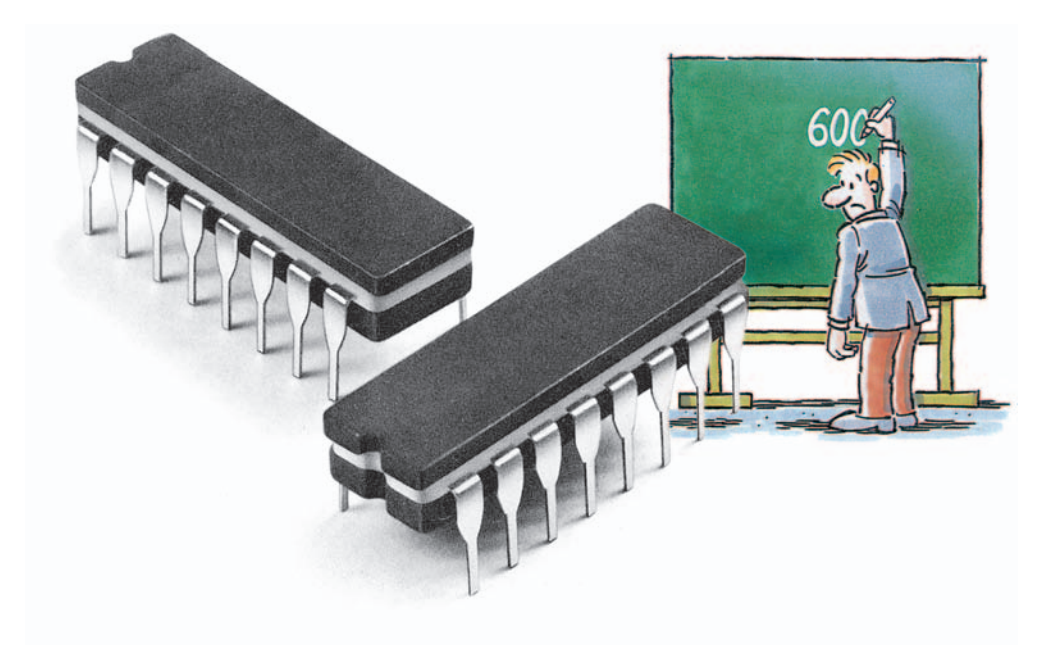
Tout le matériel nécessaire pour construire ce fréquencemètre numérique EN5048, est disponible chez certains de nos annonceurs.
Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp. ◆

NOTES

Le compteur CD40103 à 8 bits

Pour obtenir du compteur CD40103 qu'il divise une fréquence par un facteur compris entre 1 et 256, nous devons avant tout connaître le "poids" de ses broches, puis soustraire 1 au facteur de division. Cet article vous apprendra quelle broche vous devez relier à la tension positive d'alimentation et laquelle à la masse. En complément à notre cours, nous vous proposons donc aujourd'hui cette "note d'application" concernant un composant actif bien connu.



Un lecteur ayant réalisé un timer pour chambre noire tel que celui proposé (figure 3) comme exemple d'application du CD40103, a eu l'idée d'allonger le temps d'exposition maximal de 99 secondes (soit 1 minute 39 secondes) prévu à l'origine, à 999 secondes (soit 16 minutes 39 secondes).

Pour ce faire, il a paramétré les tableaux des "poids" puis il a calculé le facteur de division du circuit intégré CD40103. Mais, pour une raison qui lui a échappé, ça n'a pas fonctionné.

Comme ce sujet est à même d'intéresser de nombreux autres lecteurs, nous allons vous expliquer, dans cette leçon, comment il faut procéder pour allonger la durée de fonctionnement du timer de base (99 secondes) à 999 secondes.

Avant tout, précisons que le CD40103 est en mesure de diviser toute fréquence inférieure ou égale à 1,6 MHz par un facteur allant de 1 à 256.

Pour diviser une fréquence par un nombre compris entre 1 et 256, il suffit de relier au positif d'alimentation les broches correspondant à ce facteur de division et de mettre les autres à la masse. Pour diviser une fréquence appliquée sur la broche d'entrée, il faut nécessairement connaître le "poids", c'est-à-dire le facteur de division, des 8 broches diviseurs du 40103 (figure 1).

Les "poids" des 8 broches diviseurs sont les suivants :

Broche	13	12	11	10	7	6	5	4
Poids	128	64	32	16	8	4	2	1

A la différence des autres compteurs binaires, également évoqués dans le Cours, avec le 40103 il faut toujours soustraire 1 au nombre du diviseur que l'on veut mettre en œuvre. Par exemple, si nous voulons diviser la fréquence d'entrée par 9, nous devons prendre 9 – 1 = 8 comme facteur de division. Dans ce cas, nous devons relier au positif d'alimentation la broche ayant le "poids" 8 (figure 2), c'est-à-dire la broche 7.

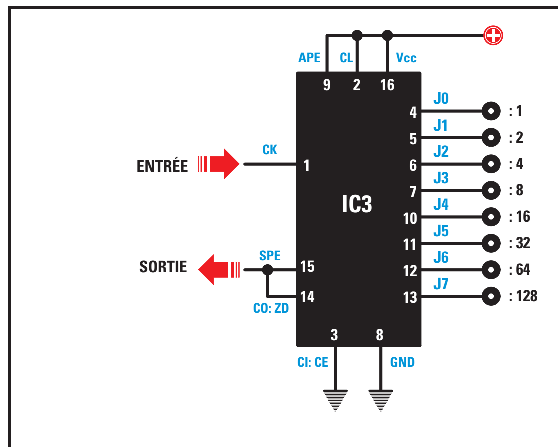


Figure 1 : Ce dessin indique le "poids" des différentes broches du circuit intégré compteur CD40103. La fréquence à diviser est appliquée sur la broche d'entrée 1 et la fréquence, une fois divisée, est prélevée sur les broches 14 et 15 (voir l'exemple figure 3).

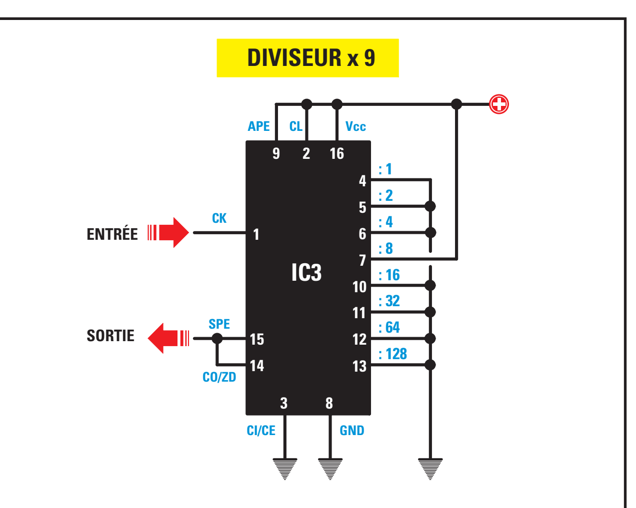


Figure 2 : Ce dessin donne l'exemple d'une division par 9. Il faut relier au positif de l'alimentation la broche dont le "poids" est 8 car au nombre 9 il convient de soustraire 1. Toutes les autres broches des "poids" doivent nécessairement être reliées à la masse. Pour savoir quelles broches relier au positif et lesquelles à la masse, reportez-vous au tableau de la figure 4.

Etant donné, que pour trouver le facteur de division, nous avons soustrait 1, pour avoir, à l'inverse, le nombre diviseur effectif par lequel nous voulons diviser la fréquence d'entrée, il faut ajouter 1 au "poids" de la broche reliée au positif d'alimentation (en effet, 8 + 1 = 9).

Ce qui implique que, le "poids" maximum dont nous disposons étant de 128 (broche 13), nous permettant de diviser la fréquence d'entrée par 129, le facteur maximum de division que nous puissions obtenir avec ce circuit intégré est égal à la somme de tous les "poids", soit 255. Or avec un facteur de division de 255, nous pouvons diviser la fréquence d'entrée par 256.

La formule pour trouver le facteur de division du circuit intégré 40103 en connaissant la fréquence appliquée en entrée et la fréquence que l'on souhaite prélever en sortie est :

Facteur de division = (Hz in : Hz out) – 1

où Hz in est la fréquence en Hz appliquée en entrée, broche 1, Hz out la fréquence prélevée en sortie, broches 14 et 15.

Si nous regardons le schéma électrique de l'étage diviseur de notre timer pour chambre noire de la figure 3, nous voyons que la fréquence du secteur 50 Hz, prélevée à l'entrée du pont redresseur RS1, est appliquée à la broche 1.

Pour prélever sur les broches de sortie 14 et 15 une fréquence de 10 Hz, nous devons programmer les "poids" pour un facteur de division de :

(50 : 10) – 1 = 4

Pour savoir quelles broches nous devons relier au positif d'alimentation, il faut préparer sur une feuille de papier un tableau donnant les "poids" des broches, comme celui présenté ci-dessous :

Broche	13	12	11	10	7	6	5	4
Fact. div.								
Poids	128	64	32	16	8	4	2	1
Différence								

Figure 4 : Pour savoir quelles broches relier au positif d'alimentation et lesquelles à la masse, reportez-vous à ce tableau.

Le facteur de division est transcrit sur la ligne jaune, puis nous devons vérifier qu'à ce nombre on peut bien soustraire le "poids" indiqué sur la ligne bleue.

Si le facteur de division est inférieur au "poids", comme on ne peut effectuer aucune soustraction, nous écrivons "non" (N) sur la ligne Différence et nous écrivons le même nombre dans la seconde case de la ligne jaune. Quand, en revanche, il est possible de faire la soustraction, c'est-à-dire quand le "poids" est inférieur au facteur de division, nous écrivons sur la dernière ligne la différence et nous écrivons encore ce nombre dans la case suivante de la ligne jaune.

Voyons très progressivement comment procéder pour savoir quelles broches relier au positif d'alimentation pour diviser la fréquence d'entrée avec le facteur de division 4.

Etant donné qu'il n'est pas possible de soustraire le "poids" 128 du facteur de division 4, dans la case Différence écrivons "non" (N). Reportons le facteur de division 4 dans la case jaune suivante. Comme il est toujours impossible de soustraire le "poids" 64 du facteur de division 4, écrivons "non" (N) dans la case du bas.

Continuons en écrivant le facteur 4 dans la troisième case jaune mais, là encore, le "poids" 32 n'étant pas soustrayable du facteur de division 4, écrivons "non" (N) dans la case du bas.

Ecrivons le facteur 4 dans la quatrième case jaune. Le "poids" 16 n'étant pas soustrayable du facteur de division 4, écrivons encore "non" (N) dans la case du bas.

Reportons ce facteur 4 dans la cinquième case jaune et, comme le "poids" 8 ne peut être soustrait du facteur de division 4, écrivons encore "non" (N) dans la case du bas.

Ecrivons le facteur 4 maintenant dans la sixième case jaune et, comme nous pouvons cette fois soustraire le "poids" 4 du facteur de division 4 (cela fait 0), écrivons le résultat 0 dans la case du bas.

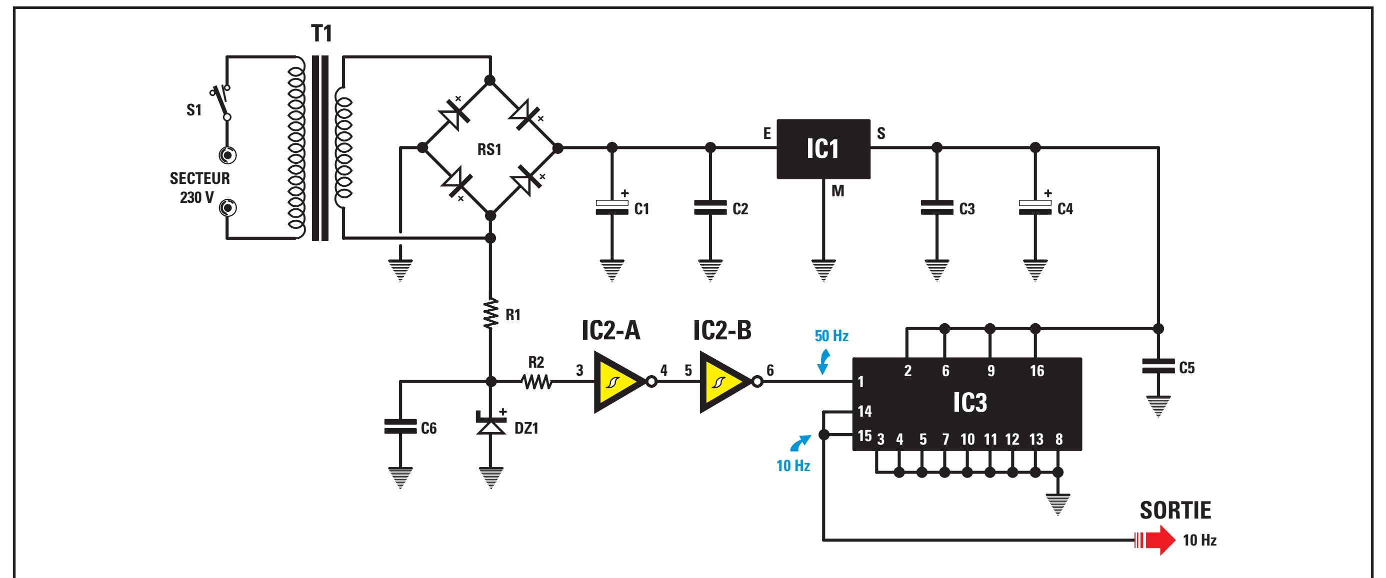


Figure 3: Schéma électrique de l'étage diviseur par 5 utilisé dans un timer pour chambre noire. Au positif d'alimentation, on a relié la broche 6 dont le "poids" est 4 (voir figure 5).

Reportons ce 0 dans la septième case jaune et, comme il n'est pas possible de soustraire le "poids" 2 de 0, écrivons "non" (N) dans la case du bas.

Reportons encore ce 0 dans la huitième case jaune et, comme il n'est pas possible non plus de soustraire le poids 1 de 0, écrivons "non"(N) dans la case du bas.

A la fin, notre tableau de la figure 4 aura été transformé ainsi:

Broche	13	12	11	10	7	6	5	4
Fact. div.	4	4	4	4	4	4	0	0
Poids	128	64	32	16	8	4	2	1
Différence	no	no	no	no	no	0	no	no

Si, sur la ligne Différence, il y a un N ("non"), nous devons relier les broches correspondantes (ici, toutes sauf la 6) à la masse. Si, sur la ligne Différence, il y a un nombre quelconque, y compris 0, nous devons relier la broche ou les broches correspondantes (ici, la 6) au positif d'alimentation. Donc, si nous relions les broches 13, 12, 11, 10, 7, 5 et 4 à la masse et la broche 6 au positif d'alimentation (figure 5), la fréquence de 50 Hz sera divisée par 4 + 1 = 5 et une fréquence de 10 Hz sortira des broches 14 et 15.

Pour prélever sur les broches de sortie 14 et 15 une fréquence de 1 Hz, de manière à allonger la durée de 99 secondes à 999 secondes, nous devons programmer les "poids" pour un facteur de division de:

(50 : 1) – 1 = 49

Pour savoir quelles broches relier au positif d'alimentation et lesquelles relier à la masse, utilisons de nouveau notre tableau des "poids". Ecrivons le facteur de division 49 dans la première case de la ligne jaune Facteur de division puis voyons si on peut soustraire le "poids" de la case bleue à ce nombre. Etant donné qu'il n'est pas possible de soustraire 128 de 49, écrivons N dans la case du bas.

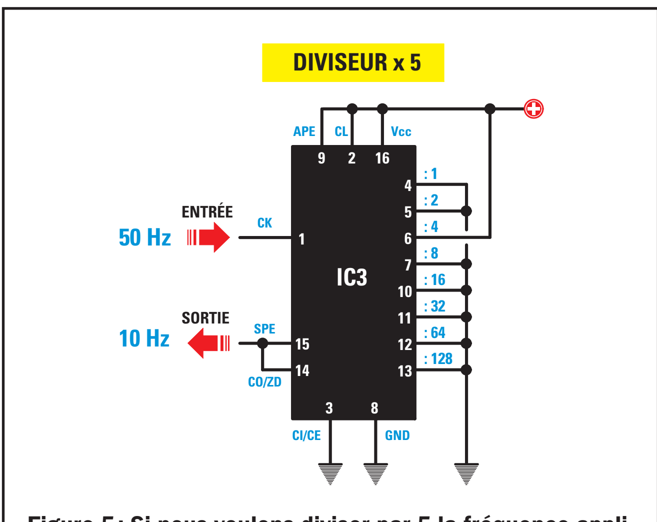


Figure 5: Si nous voulons diviser par 5 la fréquence appliquée sur la broche d'entrée, nous devons relier au positif d'alimentation la broche 6 dont le "poids" est de 4 et relier les autres broches à la masse.

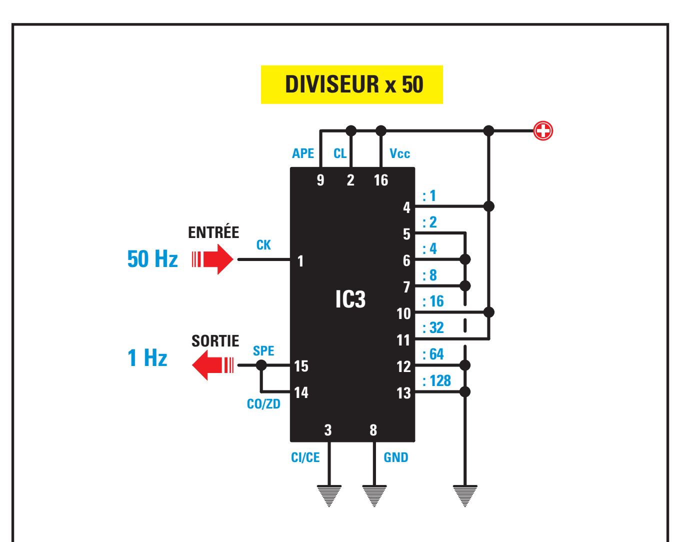


Figure 6: Si nous voulons diviser par 50 la fréquence appliquée sur la broche d'entrée, nous devons relier au positif d'alimentation les broches 4, 10 et 11 dont le "poids" est de 1 + 16 + 32 = 49 et relier les autres broches à la masse.

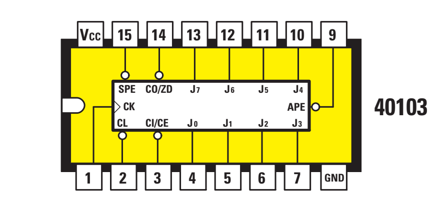


Figure 7 : Brochage du circuit intégré CD40103 vu de dessus et repère-détrompeur en U tourné vers la gauche.

Reportons ensuite ce nombre 49 dans la case jaune suivante et, comme on ne peut soustraire 64 de 49, écrivons N dans la case du bas.

Reportons encore 49 dans la case jaune suivante, la troisième et, comme il est possible de soustraire 32 de 49, écrivons le résultat dans la case du bas : 49 – 32 = 17.

Ecrivons maintenant le nombre 17 dans la case jaune suivante, la quatrième, soustrayons le “poids” 16 de 17 et écrivons le résultat dans la case du bas Différence : 17 – 16 = 1.

Ecrivons ce nombre 1 dans la case jaune suivante, la cinquième et, comme on ne peut soustraire le “poids” 8 de 1, écrivons N dans la case du bas.

Ecrivons maintenant le nombre 1 dans la sixième case jaune et, comme on ne saurait soustraire le “poids” 4 de 1, écrivons encore N dans la case du bas.

Continuons en reportant le nombre 1 dans la case jaune suivante, la septième et, comme le “poids” 2 ne peut être soustrait de 1, écrivons de nouveau N dans la case du bas.

Reportons le nombre 1 dans la huitième case jaune et, comme on peut soustraire le “poids” 1 de 1, écrivons le résultat de la case du bas Différence : 1 – 1 = 0.

A la fin, notre tableau de la figure 4 aura été transformé ainsi :

Broche	13	12	11	10	7	6	5	4
Fact. div.	49	49	49	17	1	1	1	1
Poids	128	64	32	16	8	4	2	1
Différence	no	no	17	1	no	no	no	0

Si, sur la ligne Différence, il y a un N (“non”), nous devons relier les broches correspondantes à la masse. Si, sur la ligne Différence, il y a un nombre quelconque, y compris 0, nous devons relier la broche ou les broches correspondantes au positif d’alimentation. Donc, si nous relions les broches 13, 12, 7, 6 et 5 à la masse et 11, 10 et 4 au positif d’alimentation (figure 6), la fréquence de 50 Hz sera divisée par 49 + 1 = 50 et une fréquence de 1 Hz sortira des broches 14 et 15.

Afin de le confirmer, additionnons les “poids” des broches reliées au positif d’alimentation et ajoutons 1 : nous obtenons le nombre avec lequel la fréquence d’entrée est divisée (le diviseur). En effet, 32 + 16 + 1 = 50.

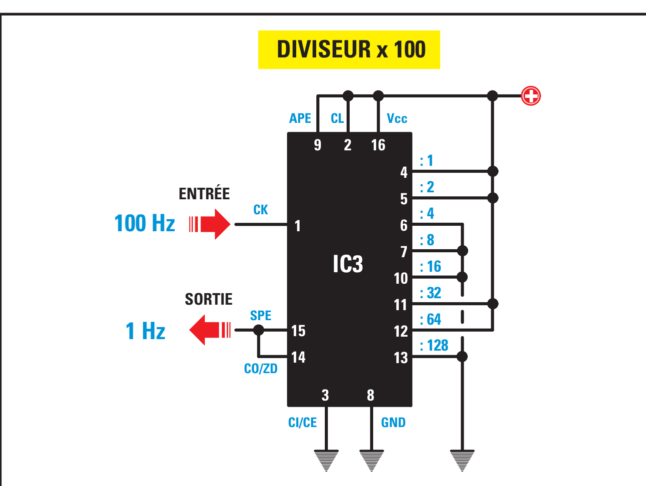


Figure 8 : Si nous voulons diviser par 100 la fréquence appliquée sur la broche d’entrée, nous devons relier au positif d’alimentation les broches 4, 5, 11 et 12 dont le “poids” est de 1 + 2 + 32 + 64 = 99 et relier les autres broches à la masse. En effet, au “poids” total il convient d’ajouter 1 : 99 + 1 = 100.

La signification des indications sur les broches

Les autres indications sur les broches de ce circuit intégré (figure 7), ont les significations suivantes :

CK = Clock (broche 1)
SPE = Synchronous Preset Enable (broche 15)
CO/ZD = Carry Output Zero Detect (broche 14)
APE = Asynchronous Oreset Enable (broche 9)
CI/CE = Counter Input Counter Enable (broche 3)
CL = Clear (broche 2)

Un test de compréhension

Pour contrôler votre apprentissage de la programmation du circuit intégré 40103, nous vous proposons un problème simple que vous chercherez à résoudre, avant de lire la solution, bien sûr.

Problème : Quelles broches du circuit intégré 40103 faut-il relier au positif d’alimentation et lesquelles à la masse, pour prélever sur les broches de sortie 14 et 15 une fréquence de 1 Hz si on applique en entrée une fréquence de 100 Hz ?

Solution : Pour calculer le facteur de division, utilisons la formule que nous connaissons :

Facteur de division =
(Hz in : Hz out) – 1

le facteur de division à utiliser est donc :

(100 : 1) – 1 = 99

Prenons maintenant le tableau des “poids” de la figure 4 et inscrivons le nombre 99 dans la première case jaune du facteur de division, puis regardons si on peut soustraire de ce nombre le “poids” 128 indiqué dans la case bleue de dessous. Bien sûr, il n’est pas possible de soustraire 128 de 99 : écrivons N dans la case de la dernière ligne.

Reportons le facteur 99 dans la deuxième case jaune et faisons la soustraction : 99 – 64 = 35.

Reportons ce résultat dans la case de la dernière ligne Différence et aussi dans la troisième case jaune. Nous pouvons là encore effectuer la soustraction : 35 – 32 = 3. Notons le résultat dans la case de la dernière ligne et reportons-le dans la quatrième case jaune.

Cette fois, le “poids” 16 ne pouvant être soustrait du facteur 3, il faut inscrire N dans la case de la dernière ligne puis reporter 3 dans la cinquième case jaune.

De nouveau, le “poids” 8 ne pouvant être soustrait du facteur 3, inscrivons N dans la case de la dernière ligne et reportons 3 dans la sixième case jaune : comme nous ne pouvons soustraire le “poids” 4 du facteur 3, inscrivons N dans la case de la dernière ligne et inscrivons 3 dans la septième case jaune.

On peut alors soustraire le “poids” 2 du facteur 3 : notons le résultat (3 – 2 = 1) dans la case de la dernière ligne et reportons-le dans la huitième case jaune.

Comme on peut soustraire le “poids” 1 du facteur 1, inscrivons le résultat 0 dans la case de la dernière ligne.

A la fin, notre tableau de la fig. 4 aura été transformé ainsi :

Broche	13	12	11	10	7	6	5	4
Fact. div.	99	99	35	3	3	3	3	1
Poids	128	64	32	16	8	4	2	1
Différence	no	35	3	no	no	no	1	0

Si, sur la ligne Différence, il y a un N (“non”), nous devons relier les broches correspondantes à la masse. Si, sur la ligne Différence, il y a un nombre quelconque, y compris 0, nous devons relier la broche ou les broches correspondantes au positif d’alimentation. Donc si nous relions les broches 13, 10, 7 et 6 à la masse et 12, 11, 5 et 4 au positif d’alimentation (figure 8), la fréquence de 100 Hz sera divisée par 99 + 1 = 100 et une fréquence de 1 Hz sortira des broches 14 et 15.

Afin de le confirmer, additionnons les “poids” des broches reliées au positif d’alimentation et ajoutons 1 : nous obtenons le nombre avec lequel la fréquence d’entrée est divisée (le diviseur).

Liste des composants

R1 = 5,6 kΩ 1/4 W
R2 = 10 kΩ 1/4 W
C1 = 1 000 µF électrolytique
C2 = 100 nF polyester
C3 = 100 nF polyester
C4 = 220 µF électrolytique
C5 = 100 nF polyester
C6 = 470 nF polyester
DZ1 = Zener 12 V 1/2 W
RS1 = Pont redres. 100 V 1 A
IC1 = Régulateur 7812
IC2 = CMOS 40106
IC3 = CMOS 40103
T1 = Transfo. 6 W sec. 8 V 0,4 A – 15 V 0,4 A
S1 = Interrupteur

En effet :

$$64 + 32 + 2 + 1 = 100$$

Conclusion

Répétons-le, l’argument de cet article nous a été fourni par un lecteur devant modifier la durée d’exposition de son timer pour chambre noire.

A ce propos, nous voudrions remercier tous les lecteurs qui, par leurs bienveillantes observations et leurs demandes d’approfondissements, nous incitent à proposer des articles théoriques : ce sont là des occasions irremplaçables pour enseigner (et apprendre !) de nouvelles, et ô combien utiles, notions d’électronique.

Après avoir lu cet article, quand il vous arrivera d’utiliser le compteur CD40103, vous ne rencontrerez plus aucune difficulté pour le programmer et obtenir ainsi une fréquence de sortie précisément égale à celle que vous souhaitez.

Construire ce montage

Tous les composants pour réaliser un timer pour chambre noire tel que celui proposé en exemple figure 3 est disponible auprès de certains annonceur. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp. ◆

NOTES

NIVEAU 3
LEÇON N° 45

Les nombres binaires et hexadécimaux



Dès le collège les élèves sont initiés aux nombres binaires et ils ne trouvent pas les problèmes s'y rapportant toujours très faciles !
Or en retenant quelques nombres et en suivant certains conseils simples vous pourrez convertir rapidement et sans erreurs un nombre décimal en un binaire ou en un hexadécimal et vice versa, ce qui est du plus haut intérêt pour progresser en électronique et en informatique.

Nous allons d'abord aborder les trois formes de numération décimale, binaire et hexadécimale.

La numération décimale

Chaque fois que nous écrivons un nombre décimal, par exemple 124, nous écrivons en réalité un nombre formé de puissances à base 10, soit 1 - 10 - 100 - 1 000 - 10 000, etc.

Donc le nombre 254 s'écrirait, de droite à gauche, avec les multiplicateurs 1-10-100 :

(4 x 1) + (5 x 10) + (2 x 100) = total 254

Quand nous prononçons le nombre 254, nous n'énonçons que les chiffres multiplicateurs composant le nombre en omettant les puissances base 10 des unités, dizaines et centaines qui sont sous entendues.

La numération binaire

Tous les circuits intégrés numériques utilisent intérieurement deux niveaux électriques caractérisés l'un par la présence d'une tension et l'autre par son absence.

Par convention, le niveau logique 1 indique la présence de la tension et le niveau logique 0 l'absence de tension.

C'est pourquoi on a dû introduire un nouveau type de calcul basé justement sur les seuls nombres 1 ou 0, ce qui a donné naissance à la numération binaire, comme le montre le tableau 1 : dans la première colonne se trouve le nombre décimal, dans la deuxième le nombre binaire et dans la troisième le nombre hexadécimal.

TABLEAU 1: Décimal Binaire Hexadécimal

Décimal	Binaire	Hexadécimal
0	0 0 0 0	0
1	0 0 0 1	1
2	0 0 1 0	2
3	0 0 1 1	3
4	0 1 0 0	4
5	0 1 0 1	5
6	0 1 1 0	6
7	0 1 1 1	7
8	1 0 0 0	8
9	1 0 0 1	9
10	1 0 1 0	A
11	1 0 1 1	B
12	1 1 0 0	C
13	1 1 0 1	D
14	1 1 1 0	E
15	1 1 1 1	F

La numération hexadécimale

Il existe en outre une troisième numération appelée hexadécimale et ayant une base 16: elle est actuellement adoptée par tous les logiciels car elle présente des avantages considérables. La numération hexadécimale se base donc sur 16 nombres, comme le montre le tableau 1: 0 compris et considéré comme premier nombre. Les dix premiers nombres hexadécimaux compris entre 0 et 9 sont identiques aux nombres décimaux correspondants, les six suivants (10 à 15 en décimal) comportent une lettre:

10	=	A
11	=	B
12	=	C
13	=	D
14	=	E
15	=	F

En utilisant les nombres hexadécimaux, on peut représenter une numération binaire composée d'une infinité de 1 et de 0 en une numération constituée de peu de chiffres.

La conversion de décimal en hexadécimal

Pour convertir le nombre décimal 158, par exemple, en hexadécimal, il suffit de chercher ce nombre dans le tableau 2 et de trouver à côté le nombre hexadécimal correspondant 9E. Et si nous ne trouvons pas le nombre décimal dans ce tableau 2? La première page du tableau donne la correspondance en hexadécimal des décimaux de 0 à 319 et la seconde les décimaux de 320 à 5 424 au pas (par sauts) de 16. Si le nombre que vous cherchez tombe dans un trou de 16, par exemple 450, pour le convertir prenez le nombre immédiatement inférieur du tableau (448) et faites la soustraction:

450 – 448 = 2

Dans le tableau 2, prenez le nombre hexadécimal correspondant à 448: 1C0. Remplacez le 0 situé à la droite de ce nombre par 2 (résultat de la soustraction): 1C2 est l'hexadécimal correspondant au décimal 450.

La conversion d'hexadécimal en décimal

Pour convertir par exemple 1C2 en décimal, cherchons dans le tableau 2 l'hexadécimal immédiatement inférieur à 1C2: 1C1 n'y figurant pas prenons 1C0 et notons le décimal correspondant (448). Ajoutons à ce nombre décimal le 2 situé à droite du nombre hexadécimal 1C2:

448 + 2 = 450
(c'est bien le décimal correspondant à l'hexadécimal 1C2).

Allons, encore quelques exemples (ça n'a jamais fait de mal à personne!).

1° exemple = nous voulons convertir le nombre 2042, or il n'est pas dans le tableau 2. Prenons le 2032 immédiatement inférieur qui s'y trouve et faisons la soustraction:

2042 – 2032 = 10

Le tableau 1 nous dit qu'au décimal 10 correspond l'hexadécimal A. Au décimal 2032 le plus proche correspond l'hexadécimal 7F0 (voir tableau 2). Dans cet hexadécimal 7F0 il suffit de remplacer le 0 de droite par A: 7FA correspond à 2042.

2° exemple = nous voulons convertir le nombre 2070, qui n'est pas dans le tableau 2. Prenons le 2064 immédiatement inférieur qui s'y trouve et faisons la soustraction:

2070 – 2064 = 6

Le tableau 1 montre qu'au décimal 6 correspond l'hexadécimal 6. Au décimal 2064 correspond l'hexadécimal 810 (voir tableau 2). Dans cet hexadécimal 810 il suffit de remplacer le 0 de droite par 6: 816 correspond à 2070.

3° exemple = nous voulons convertir le nombre 4095, il n'est pas dans le tableau 2 mais le 4080 s'y trouve, faisons la soustraction:

4095 – 4080 = 15

Le tableau 1 nous dit qu'au décimal 15 correspond l'hexadécimal F. Au décimal 4080 correspond l'hexadécimal FF0 (voir tableau 2). Dans cet hexadécimal FF0 on va remplacer le 0 de droite par F: FFF correspond à 4095.

La conversion de décimal en binaire

Un nombre binaire n'est composé que de 1 et de 0. Pour effectuer ce type de conversion, prenez une feuille de papier et quadrillez-la comme dans le tableau 3 de la figure 1. Sur la deuxième ligne Poids, écrivez de droite à gauche:

2048..1024..512..256..128..64..32..16..8..4..2..1

C'est une séquence facile à retenir car chaque fois en allant vers la gauche, en partant de 1, on multiplie par deux le nombre de droite: 1-2-4-8-16, etc. On peut aller au-delà de 2048, vers 4096, ensuite 8192, etc.

TABLEAU 2 : pour la conversion des nombres décimaux en hexadécimaux et vice versa.

déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.
0	0	64	40	128	80	192	C0	256	100
1	1	65	41	129	81	193	C1	257	101
2	2	66	42	130	82	194	C2	258	102
3	3	67	43	131	83	195	C3	259	103
4	4	68	44	132	84	196	C4	260	104
5	5	69	45	133	85	197	C5	261	105
6	6	70	46	134	86	198	C6	262	106
7	7	71	47	135	87	199	C7	263	107
8	8	72	48	136	88	200	C8	264	108
9	9	73	49	137	89	201	C9	265	109
10	A	74	4A	138	8A	202	CA	266	10A
11	B	75	4B	139	8B	203	CB	267	10B
12	C	76	4C	140	8C	204	CC	268	10C
13	D	77	4D	141	8D	205	CD	269	10D
14	E	78	4E	142	8E	206	CE	270	10E
15	F	79	4F	143	8F	207	CF	271	10F
16	10	80	50	144	90	208	D0	272	110
17	11	81	51	145	91	209	D1	273	111
18	12	82	52	146	92	210	D2	274	112
19	13	83	53	147	93	211	D3	275	113
20	14	84	54	148	94	212	D4	276	114
21	15	85	55	149	95	213	D5	277	115
22	16	86	56	150	96	214	D6	278	116
23	17	87	57	151	97	215	D7	279	117
24	18	88	58	152	98	216	D8	280	118
25	19	89	59	153	99	217	D9	281	119
26	1A	90	5A	154	9A	218	DA	282	11A
27	1B	91	5B	155	9B	219	DB	283	11B
28	1C	92	5C	156	9C	220	DC	284	11C
29	1D	93	5D	157	9D	221	DD	285	11D
30	1E	94	5E	158	9E	222	DE	286	11E
31	1F	95	5F	159	9F	223	DF	287	11F
32	20	96	60	160	A0	224	E0	288	120
33	21	97	61	161	A1	225	E1	289	121
34	22	98	62	162	A2	226	E2	290	122
35	23	99	63	163	A3	227	E3	291	123
36	24	100	64	164	A4	228	E4	292	124
37	25	101	65	165	A5	229	E5	293	125
38	26	102	66	166	A6	230	E6	294	126
39	27	103	67	167	A7	231	E7	295	127
40	28	104	68	168	A8	232	E8	296	128
41	29	105	69	169	A9	233	E9	297	129
42	2A	106	6A	170	AA	234	EA	298	12A
43	2B	107	6B	171	AB	235	EB	299	12B
44	2C	108	6C	172	AC	236	EC	300	12C
45	2D	109	6D	173	AD	237	ED	301	12D
46	2E	110	6E	174	AE	238	EE	302	12E
47	2F	111	6F	175	AF	239	EF	303	12F
48	30	112	70	176	B0	240	F0	304	130
49	31	113	71	177	B1	241	F1	305	131
50	32	114	72	178	B2	242	F2	306	132
51	33	115	73	179	B3	243	F3	307	133
52	34	116	74	180	B4	244	F4	308	134
53	35	117	75	181	B5	245	F5	309	135
54	36	118	76	182	B6	246	F6	310	136
55	37	119	77	183	B7	247	F7	311	137
56	38	120	78	184	B8	248	F8	312	138
57	39	121	79	185	B9	249	F9	313	139
58	3A	122	7A	186	BA	250	FA	314	13A
59	3B	123	7B	187	BB	251	FB	315	13B
60	3C	124	7C	188	BC	252	FC	316	13C
61	3D	125	7D	189	BD	253	FD	317	13D
62	3E	126	7E	190	BE	254	FE	318	13E
63	3F	127	7F	191	BF	255	FF	319	13F

déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.	déc.	hexa.
320	140	1344	540	2368	940	3392	D40	4416	1140
336	150	1360	550	2384	950	3408	D50	4432	1150
352	160	1376	560	2400	960	3424	D60	4448	1160
368	170	1392	570	2416	970	3440	D70	4464	1170
384	180	1408	580	2432	980	3456	D80	4480	1180
400	190	1424	590	2448	990	3472	D90	4496	1190
416	1A0	1440	5A0	2464	9A0	3488	DA0	4512	11A0
432	1B0	1456	5B0	2480	9B0	3504	DB0	4528	11B0
448	1C0	1472	5C0	2496	9C0	3520	DC0	4544	11C0
464	1D0	1488	5D0	2512	9D0	3536	DD0	4560	11D0
480	1E0	1504	5E0	2528	9E0	3552	DE0	4576	11E0
496	1F0	1520	5F0	2544	9F0	3568	DF0	4592	11F0
512	200	1536	600	2560	A00	3584	E00	4608	1200
528	210	1552	610	2576	A10	3600	E10	4624	1210
544	220	1568	620	2592	A20	3616	E20	4640	1220
560	230	1584	630	2608	A30	3632	E30	4656	1230
576	240	1600	640	2624	A40	3648	E40	4672	1240
592	250	1616	650	2640	A50	3664	E50	4688	1250
608	260	1632	660	2656	A60	3680	E60	4704	1260
624	270	1648	670	2672	A70	3696	E70	4720	1270
640	280	1664	680	2688	A80	3712	E80	4736	1280
656	290	1680	690	2704	A90	3728	E90	4752	1290
672	2A0	1696	6A0	2720	AA0	3744	EA0	4768	12A0
688	2B0	1712	6B0	2736	AB0	3760	EB0	4784	12B0
704	2C0	1728	6C0	2752	AC0	3776	EC0	4800	12C0
720	2D0	1744	6D0	2768	AD0	3792	ED0	4816	12D0
736	2E0	1760	6E0	2784	AE0	3808	EE0	4832	12E0
752	2F0	1776	6F0	2800	AF0	3824	EF0	4848	12F0
768	300	1792	700	2816	B00	3840	F00	4864	1300
784	310	1808	710	2832	B10	3856	F10	4880	1310
800	320	1824	720	2848	B20	3872	F20	4896	1320
816	330	1840	730	2864	B30	3888	F30	4912	1330
832	340	1856	740	2880	B40	3904	F40	4928	1340
848	350	1872	750	2896	B50	3920	F50	4944	1350
864	360	1888	760	2912	B60	3936	F60	4960	1360
880	370	1904	770	2928	B70	3952	F70	4976	1370
896	380	1920	780	2944	B80	3968	F80	4992	1380
912	390	1936	790	2960	B90	3984	F90	5008	1390
928	3A0	1952	7A0	2976	BA0	4000	FA0	5024	13A0
944	3B0	1968	7B0	2992	BB0	4016	FB0	5040	13B0
960	3C0	1984	7C0	3008	BC0	4032	FC0	5056	13C0
976	3D0	2000	7D0	3024	BD0	4048	FD0	5072	13D0
992	3E0	2016	7E0	3040	BE0	4064	FE0	5088	13E0
1008	3F0	2032	7F0	3056	BF0	4080	FF0	5104	13F0
1024	400	2048	800	3072	C00	4096	1000	5120	1400
1040	410	2064	810	3088	C10	4112	1010	5136	1410
1056	420	2080	820	3104	C20	4128	1020	5152	1420
1072	430	2096	830	3120	C30	4144	1030	5168	1430
1088	440	2112	840	3136	C40	4160	1040	5184	1440
1104	450	2128	850	3152	C50	4176	1050	5200	1450
1120	460	2144	860	3168	C60	4192	1060	5216	1460
1136	470	2160	870	3184	C70	4208	1070	5232	1470
1152	480	2176	880	3200	C80	4224	1080	5248	1480
1168	490	2192	890	3216	C90	4240	1090	5264	1490
1184	4A0	2208	8A0	3232	CA0	4256	10A0	5280	14A0
1200	4B0	2224	8B0	3248	CB0	4272	10B0	5296	14B0
1216	4C0	2240	8C0	3264	CC0	4288	10C0	5312	14C0
1232	4D0	2256	8D0	3280	CD0	4304	10D0	5328	14D0
1248	4E0	2272	8E0	3296	CE0	4320	10E0	5344	14E0
1264	4F0	2288	8F0	3312	CF0	4336	10F0	5360	14F0
1280	500	2304	900	3328	D00	4352	1100	5376	1500
1296	510	2320	910	3344	D10	4368	1110	5392	1510
1312	520	2336	920	3360	D20	4384	1120	5408	1520
1328	530	2352	930	3376	D30	4400	1130	5424	1530

Pour effectuer une conversion, utilisez ce tableau 3. Par exemple, nous voulons convertir en binaire le décimal 2464. Insérons ce nombre dans la première case de gauche de la ligne des nombres décimaux, comme le montre la figure 2 et soustrayons le nombre de Poids inscrit dessous :

2464 – 2048 = 416

Ce résultat est à inscrire en dessous sur la ligne du Reste et sur la dernière ligne, toujours en dessous sur la ligne Binaire nous écrivons 1 pour indiquer que la soustraction est faite.

Le reste 416 est à reporter ensuite dans la case située au dessus de 1024, mais comme la soustraction est cette fois impossible nous écrivons 0 en dessous sur la ligne Binaire pour indiquer que la soustraction n'a pas été faite.

Nous reportons le reste 416 sur le nombre suivant 512 et, comme la soustraction est encore impossible, nous écrivons 0 en dessous sur la ligne Binaire. Reportons alors 416 sur 256, la soustraction donne :

416 – 256 = 160

Reportons ce 160 sur la ligne du Reste et écrivons 1 sur la ligne Binaire, puis inscrivons ce reste au dessus du Poids suivant 128, la soustraction donne :

160 – 128 = 32

Inscrivons ce nombre sur la ligne Reste et 1 sur la ligne Binaire, puis reportons le reste au dessus du poids suivant 64. Comme la soustraction est impossible, écrivons 0 sur la ligne Binaire et reportons 32 au dessus du Poids suivant 32, la soustraction donne :

32 – 32 = 0

Reportons ce nombre 0 sur la ligne Reste et notons 1 sur la ligne Binaire. La conversion étant achevée (reste 0), inscrivons 0-0-0-0-0 sur la ligne Binaire en correspondance avec les Poids 16-8-4-2-1. Le nombre binaire 1001-1010-0000 correspond au nombre décimal 2464, comme le montre la figure 2 (le rangement des chiffres composant le nombre binaire en quatre séparés par un tiret est une commodité de lecture). Si nous retournons au tableau 2, nous verrons que ce décimal 2464 fait en hexadécimal 9A0.

La conversion de binaire en décimal

Si nous voulons exécuter l'opération inverse, soit convertir un nombre binaire en un nombre décimal, nous utiliserons le tableau de la figure 3 constitué de trois lignes.

Pour convertir le nombre binaire 0101-1001-0000 en décimal, écrivons-le sur la première ligne Binaire de gauche à droite.

Écrivons sur la troisième ligne Résultat les nombres de la ligne Poids correspondant aux 1 de la ligne Binaire (pour les 0 n'écrivons rien). Ensuite additionnons les nombres de la ligne Résultat :

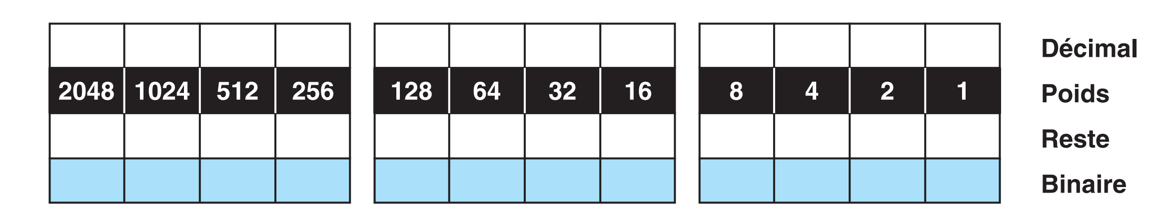
1024 + 256 + 128 + 16 = 1424

Au nombre binaire 0101-1001-0000 correspond le décimal 1424 et le tableau 2 nous indique que cela donne 590 en hexadécimal.

Mais essayons de confirmer ces résultats en effectuant l'opération à rebours, soit en convertissant le décimal 1424 en binaire (voir figure 4).

Inscrivons, comme nous l'avons appris au paragraphe précédent, le nombre 1424 sur la ligne Décimal dans la case de gauche et essayons d'en soustraire le poids 2048 : c'est impossible, écrivons 0 en dessous sur la ligne Binaire. Reportons 1424 sur la ligne Décimal au dessus du poids 1024 et soustrayons :

1424 – 1024 = 400

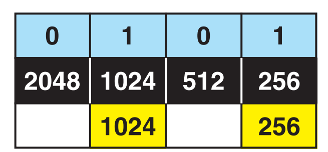
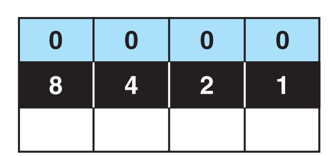


												Décimal
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Poids
												Reste
												Binaire

Figure 1 : En utilisant ce tableau, vous pourrez facilement convertir tout nombre décimal en nombre binaire. Sur la ligne des Poids (fond noir), vous devez écrire, en partant de la droite, le nombre 1 puis, en poursuivant vers la gauche, vous devez doubler le nombre à chaque fois (1-2-4-8-16...2048 et même au-delà).

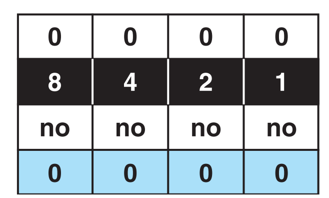
2464	416	416	416	160	32	32	0	0	0	0	0	Décimal
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Poids
416	no	no	160	32	no	0	no	no	no	no	no	Reste
1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	Binaire

Figure 2 : Cet exemple montre comment convertir le nombre décimal 2464 en nombre binaire. Ce nombre est à inscrire dans la première case à gauche sur la ligne Décimal, puis on doit lui soustraire le poids, inscrire le reste au dessous sur la ligne Reste et 1 (signifie soustraction faite, si elle n'est pas faisable, écrire 0) toujours au dessous sur la ligne Binaire, etc. (voir texte).

0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	Binaire
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Poids
	1024		256	128			16					Résultat

Figure 3: Pour convertir un nombre binaire quelconque en un nombre décimal, utilisez ce tableau à trois lignes. Sur la première, inscrivez le nombre binaire de gauche à droite, puis sur la troisième reportez les poids là où le nombre binaire fait 1 (là où il fait 0 n'écrivez rien) et enfin additionnez les poids reportés (1024 + 256 + 128 + 16 = 1424).



1424	1424	400	400	144	16	16	16	0	0	0	0	Décimal
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Poids
no	400	no	144	16	no	no	0	no	no	no	no	Reste
0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	Binaire

Figure 4: Pour vérifier que le nombre binaire 101-1001-0000 fait bien 1424 en décimal, faisons l'opération à rebours, comme à la figure 2, en utilisant le tableau de la figure 1. Insérez le décimal 1424 dans la première case de gauche sur la ligne Décimal, puis soustrayez le poids et notez 0 sur la ligne Binaire puisque la soustraction est impossible, etc. (voir texte).

Reportons 400 sur la ligne Reste et notons 1 sur la ligne Binaire. Reportons ce reste sur la ligne Décimal au dessus du poids 512, la soustraction est impossible et nous notons 0 sur la ligne Binaire. Reportons 400 sur la ligne Décimal au dessus du poids 256 et soustrayons:

400 – 256 = 144

Notons 1 sur la ligne Binaire et reportons 144 sur la ligne Décimal au dessus du poids suivant 128 et soustrayons:

144 – 128 = 16

Notons 1 sur la ligne Binaire et reportons 16 sur la ligne Décimal au dessus du poids suivant 64: la soustraction étant impossible,

nous notons 0 sur la ligne Binaire et reportons 16 au dessus du poids suivant 32. La soustraction est à nouveau impossible et nous notons 0 sur la ligne Binaire. Reportons le reste 16 au dessus du nouveau poids 16 et soustrayons :

16 – 16 = 0

Notons 1 sur la ligne Binaire et nous avons terminé la conversion, il ne nous reste plus qu'à inscrire sous les poids 8-4-2-1 sur la ligne Binaire 0-0-0-0. Le nombre binaire 0101-1001-0000 (le premier 0 de gauche n'est pas significatif) correspond au décimal 1424 et à l'hexadécimal 590.

Une autre méthode pour convertir les binaires en hexadécimaux et vice versa

En utilisant le tableau 4 vous ne rencontrerez aucune difficulté pour effectuer ces types de conversions, mais si vous vous trouvez aux prises avec des nombres constitués d'un grand nombre de 1 et de 0, la moindre étourderie (confondre un 0 avec un 1 ou l'inverse) vous fera commettre une erreur monumentale ! Supposons que vous ayez à convertir ces nombres binaires en hexadécimaux :

10	**1100**	**1000**
100	**1101**	**0000**
1110	**0111**	**0011**
1000	**1010**	**0101**

Si cela devait vous poser un problème, nous allons pour y pallier vous donner un "truc".

Première chose à faire, ranger ces nombres en groupes de quatre chiffres à partir de la droite (ci-dessus c'est déjà fait) : si le groupe de gauche est incomplet, complétez avec des 0, ce qui donne :

1011001000	**0010**	**1100**	**1000**
10011010000	**0100**	**1101**	**0000**
111001110011	**1110**	**0111**	**0011**
100010100101	**1000**	**1010**	**0101**

Dans le tableau 4, recherchez à quels hexadécimaux correspondent les groupes de quatre, vous trouvez :

0010 1100 1000 = hexadécimal 2 C 8

0100 1101 0000 = hexadécimal 4 D 0

1110 0111 0011 = hexadécimal E 7 3

1000 1010 0101 = hexadécimal 8 A 5

Pour convertir des hexadécimaux en binaires, il faudra faire l'inverse :

2 C 8 = binaire 0010 1100 1000

4 D 0 = binaire 0100 1101 0000

E 7 3 = binaire 1110 0111 0011

8 A 5 = binaire 1000 1010 0101

Si vous devez convertir un nombre hexadécimal formé de quatre chiffres, par exemple A5F3, sachez qu'il correspond à un nombre binaire de seize chiffres :

A 5 F 3 = binaire 1010 0101 1111 0011

TABLEAU 4

Binaire	Hexadécimal
0 0 0 0	0
0 0 0 1	1
0 0 1 0	2
0 0 1 1	3
0 1 0 0	4
0 1 0 1	5
0 1 1 0	6
0 1 1 1	7
1 0 0 0	8
1 0 0 1	9
1 0 1 0	A
1 0 1 1	B
1 1 0 0	C
1 1 0 1	D
1 1 1 0	E
1 1 1 1	F

Si vous voulez utiliser l'ordinateur

Eh bien vous le pourrez si vous travaillez avec un SE Windows (ce qui est très probable) en utilisant la Calculatrice Scientifique fournie parmi les programmes installés d'origine avec Windows.

C'est fort simple : allez dans le menu Démarrer, cliquez sur Programmes puis parmi eux dans la liste cliquez sur Accessoires puis dans la liste qui s'affiche sur Calculatrice (l'icône est une petite calculatrice et vous pouvez la mettre en raccourci sur le Bureau pour un accès ultérieur plus rapide) : une calculatrice simple, avec ses touches et sa fenêtre d'écriture, s'affiche alors à l'écran.

Cliquez sur Visualiser et dans le menu déroulant (vous proposant la Standard ou la Scientifique) choisissez en cliquant Scientifique : une calculatrice scientifique s'affiche alors avec ses touches, sa fenêtre d'écriture et ses points à cocher.

C'est cette calculatrice qui va vous permettre d'effectuer tout type de conversion entre décimal, binaire et hexadécimal. Cliquez, par exemple, dans le point à cocher marqué Dec et écrivez en cliquant sur les touches dans la fenêtre d'écriture le nombre décimal que vous voulez convertir, par exemple 2468, puis cliquez dans le point à cocher marqué Hex, le résultat s'affiche : 9A4. Si vous cliquez sur Bin, le résultat qui s'affiche est : 1001-1010-0100.

Conclusion

D'une manière ou d'une autre, maintenant vous allez jongler avec les conversions entre les trois types de numérations et cela vous servira en électronique (binaire) et en informatique (hexadécimal), les deux passions qui vous attachent à votre revue. ◆

NOTES

NIVEAU 3
LEÇON N° 46

Le PUT ou Transistor Unijonction Programmable

Bien sûr, en Anglais c'est à l'envers, mais on ne va pas écrire TUP, ce sigle étant déjà pris ! Ces transistors sont peu connus et c'est bien dommage : nous allons, dans cette Leçon, partir de leur représentation schématique pour passer à leurs caractéristiques et à leurs principales fonctions, avant de conclure en vous proposant quelques montages d'application.



Figure 1: Représentation schématique du PUT. La gâchette est du côté de l'anode.

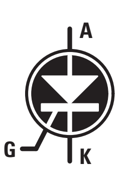


Figure 2: Représentation schématique du thyristor (SCR en Anglais). La gâchette est cette fois du côté de la cathode.

Le PUT est un peu comme un thyristor dont la gâchette sortirait du côté de l'anode au lieu de la cathode (voir figures 1 et 2 : elles donnent la représentation schématique du PUT et celle du thyristor afin que vous puissiez les comparer). Ces transistors étant assez onéreux et très difficiles à trouver, nous avons fait le nécessaire pour qu'ils soient disponibles au meilleur prix auprès de nos annonceurs (nos schémas d'application n'en seront que plus intéressants pour votre formation).

Les PUT, thyristor, UJT et autre triac

Les lettres AKG, figures 1 et 2, désignent l'anode, la cathode et la gâchette. Mais la gâchette du PUT est du côté de l'anode alors que celle du thyristor est du côté de la cathode (c'est la seule différence schématique). Toujours afin que vous puissiez établir des comparaisons fructueuses, les figures 3 et 4 donnent les représentations d'un UJT et d'un triac dont les sorties sont respectivement EB2B1 pour émetteur-base 2-base 1 et GA2A1 pour gâchette-anode 2- anode 1.

Le PUT, P comme programmable

Quels sont les signaux qui sortent des pattes AKG du PUT et quels paramètres peuvent être programmés ? Comme le montre la figure 5, au point de jonction R4-C1 on peut prélever une onde en dents de scie dont la fréquence dépend des valeurs de R4 et C1 et du facteur Z, lequel peut être trouvé dans le Tableau 1.

TABLEAU 1
Facteur Z en fonction des valeurs de R1-R2 (figure 5)

amplitude maximale signal	4 V	6 V	8 V
valeur de R1 en kilohm	33 k	22 k	15 k
valeur de R2 en kilohm	12 k	18 k	27 k
facteur Z	3 300	1 700	1 000

Note : l'amplitude maximale du signal indiquée sur la première ligne se réfère à un circuit alimenté en 12 V. Quand la tension varie, l'amplitude du signal varie proportionnellement. Le signal en dents de scie ne part pas de 0 V mais de 0,7 V, à cause de la chute de tension dans la jonction du PUT.

Sur le point de jonction R1-R2 on peut prélever des impulsions négatives lesquelles, en partant de la tension positive présente sur ce point de jonction, tombent à environ 0,7 V. Sur la patte K on ne peut prélever des impulsions positives que si l'on a inséré une résistance R3 entre ce point K et la masse.

Dans ce circuit, quand on fait varier les valeurs de R1 et R2 qui polarisent la gâchette, on peut faire varier l'amplitude maximale du signal en dents de scie, comme on peut le voir dans le Tableau 1.

Exemples de calculs de la fréquence

Pour calculer la fréquence en Hz produite, la valeur de R1 doit être exprimée en kilohm et celle de C1 en nF. Les formules à utiliser sont les suivantes :

F en Hz = facteur Z : (R4 en k x C1 en nF) x 1 000
R4 en k = facteur Z : (F en Hz x C1 en nF) x 1 000
C1 en nF = facteur Z : (F en Hz x R4 en k) x 1 000

Si, par exemple, on a choisi une R1 de 33 k et une R2 de 12 k, le Tableau 1 nous donne un facteur Z de 3 300, ce qui nous permet d'obtenir en sortie un signal en dents de scie de 4 V environ d'amplitude. Si on veut obtenir du circuit une fréquence de 1 000 Hz, il faut d'abord choisir la valeur de C1 (prenons 10 nF) et calculer celle de R4 :

3 300 : (1 000 Hz x 10 nF) x 1 000 = 330 k.

Si on choisit pour C1 22 nF on aura pour R4 :

3 300 : (1 000 Hz x 22 nF) x 1 000 = 150 k.

Si l'on souhaitait un signal en dents de scie de 8 V d'amplitude au lieu de 4 V, on devrait utiliser un facteur Z de 1 000. Avec ce facteur et un C1 de 10 nF nous aurions une R4 de :

1 000 : (1 000 Hz x 10 nF) x 1 000 = 100 k.

Si l'on voulait utiliser pour C1 22 nF on devrait prendre pour R4 45,45 k, valeur non normalisée, on prendrait donc la valeur normalisée la plus proche 47 k, ce qui avec 22 nF donnerait une fréquence de :

1 000 : (47 k x 22 nF) x 1 000 = 967 Hz.

Avec les tolérances des composants, il n'est pas exclu que la fréquence ne "tombe" pile sur 1 kHz ! Mais dans le doute, on monterait un trimmer réglé de telle façon qu'on obtienne la fréquence exacte de 1 kHz.

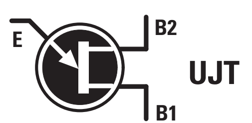


Figure 3 : Représentation schématique d'un transistor UJT (unijonction en Anglais) unipolaire. Sorties E émetteur, B2 base 2 et B1 base 1.

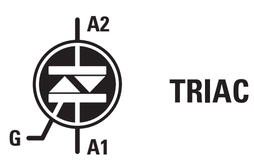


Figure 4 : Représentation schématique d'un triac. Sorties G gâchette, A2 anode 2 et A1 anode 1.

Le PUT a une autre caractéristique intéressante : la fréquence qu'il produit ne varie pas au gré des variations de la tension d'alimentation. Si on modifie cette dernière, c'est seulement l'amplitude du signal en dents de scie qui change et ce dans le même sens que la tension d'alimentation.

La diminution de la valeur de la fréquence

Pour diminuer la fréquence du signal en dents de scie ou celle des impulsions, nous devons tout simplement augmenter la valeur de R4 ou celle de C1, comme le montre la figure 5.

Si, par exemple, nous avons un facteur Z de 1 000 (voir Tableau 1, dernière colonne de droite) et si nous choisissons une R4 de 560 k et un C1 de 10 nF, nous produirons un signal de fréquence égale à :

1 000 : (560 k x 10 nF) x 1 000 = 178 Hz.

Si en plus de R4 nous augmentons la valeur de C1 pour la porter à 47 nF, nous produirons un signal de fréquence égale à :

1 000 : (560 k x 47 nF) x 1 000 = 37,9 Hz.

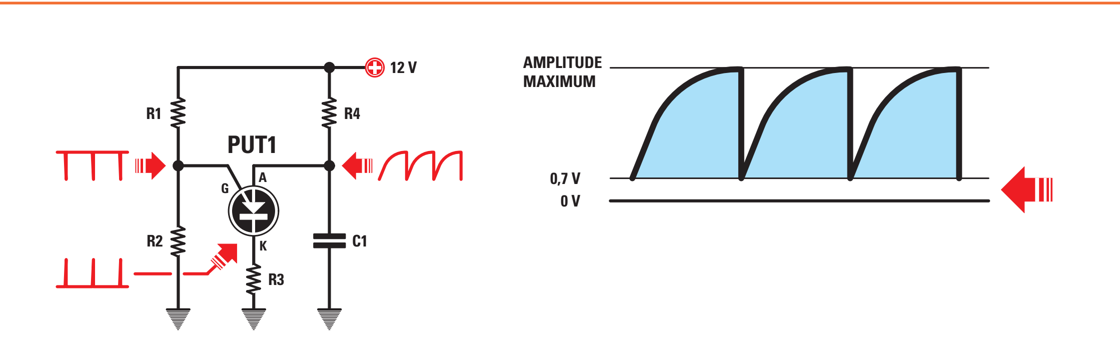


Figure 5 : Schéma électrique classique d'un oscillateur à PUT. Sur le point de jonction R4-C1 on prélève un signal en dents de scie ayant une amplitude minimale de 0,7 V, sur le point de jonction R1-R2 on prélève seulement des impulsions négatives et sur la broche K seulement les impulsions positives, pourvu toutefois que R3 soit bien présente.

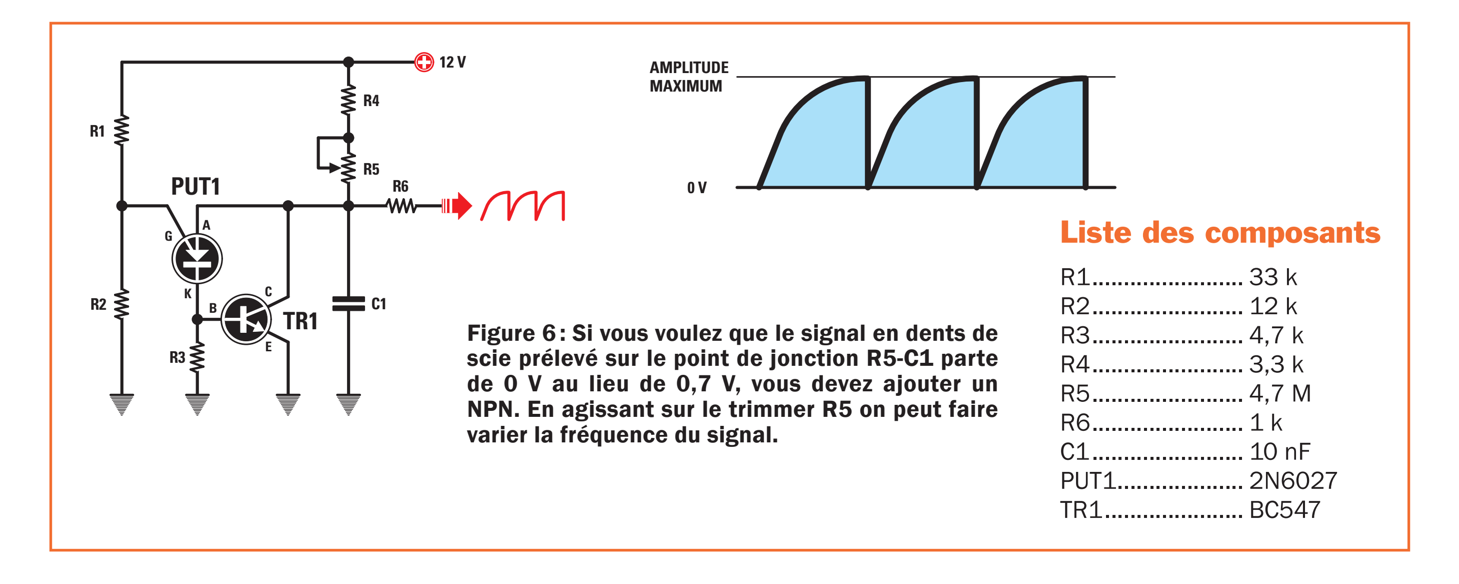


Figure 6 : Si vous voulez que le signal en dents de scie prélevé sur le point de jonction R5-C1 parte de 0 V au lieu de 0,7 V, vous devez ajouter un NPN. En agissant sur le trimmer R5 on peut faire varier la fréquence du signal.

Liste des composants

R1........................ 33 k
R2........................ 12 k
R3........................ 4,7 k
R4........................ 3,3 k
R5........................ 4,7 M
R6........................ 1 k
C1........................ 10 nF
PUT1.................... 2N6027
TR1...................... BC547

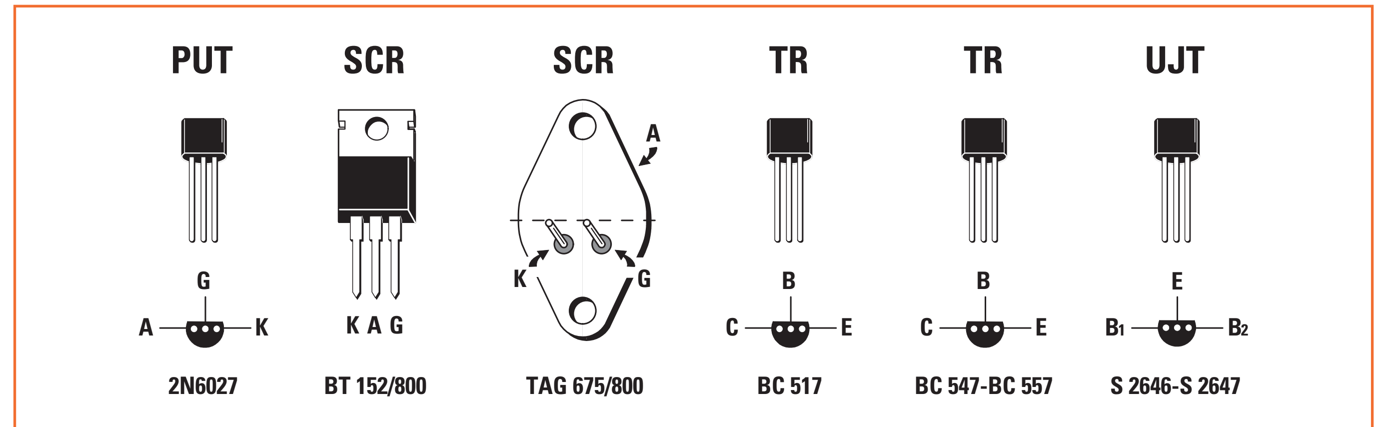


Figure 7 : Brochages du PUT, des thyristors (SCR), du darlington, des transistors bipolaires NPN et PNP et du transistor unipolaire (UJT) utilisés dans cette Leçon.

L'augmentation de la valeur de la fréquence

Pour augmenter la fréquence du signal en dents de scie ou celle des impulsions, nous devons tout simplement diminuer la valeur de R4 ou celle de C1. Si, par exemple, nous avons un facteur Z de 1 000 (voir Tableau 1, dernière colonne de droite) et si nous choisissons une R4 de 33 k et un C1 de 10 nF, nous produirons un signal de fréquence égale à :

1 000 : (33 k x 10 nF) x 1 000 = 3 030 Hz.

Si en plus de R4 nous diminuons la valeur de C1 pour la porter à 4,7 nF, nous produirons un signal de fréquence égale à :

1 000 : (33 k x 4,7 nF) x 1 000 = 6 447 Hz.

La valeur des deux résistances R1-R2

Les R1 et R2, reliées à la gâchette, comme le montre la figure 5, peuvent prendre des valeurs différentes de celles indiquées

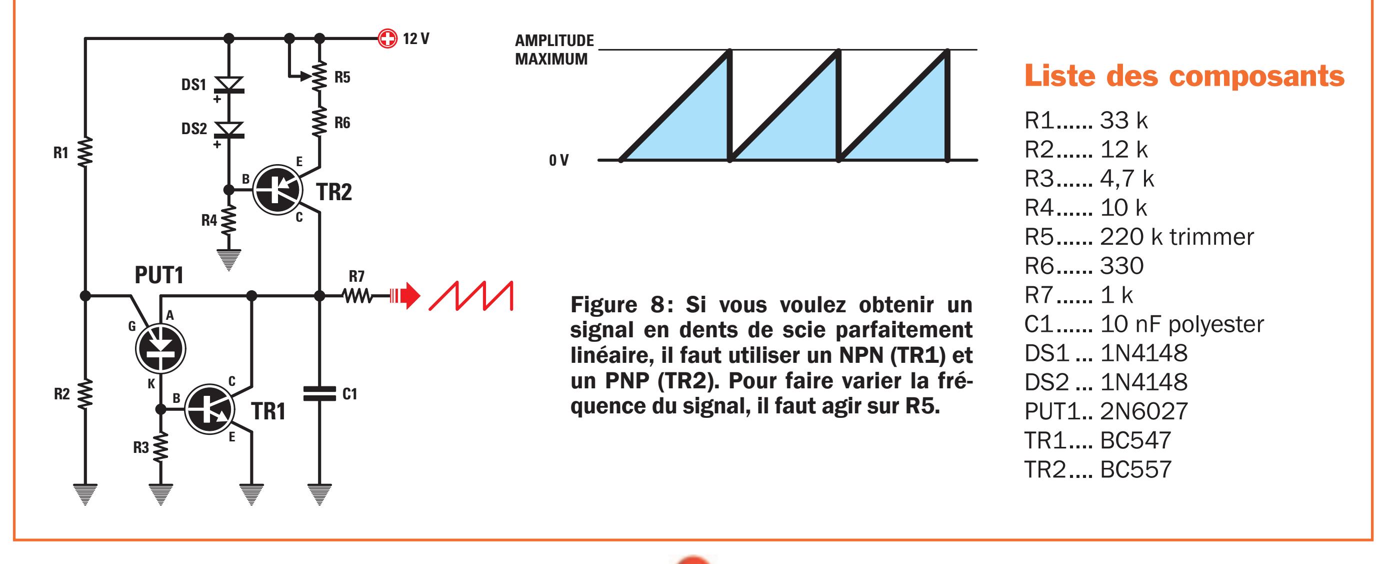


Figure 8 : Si vous voulez obtenir un signal en dents de scie parfaitement linéaire, il faut utiliser un NPN (TR1) et un PNP (TR2). Pour faire varier la fréquence du signal, il faut agir sur R5.

Liste des composants

R1...... 33 k
R2...... 12 k
R3...... 4,7 k
R4...... 10 k
R5...... 220 k trimmer
R6...... 330
R7...... 1 k
C1...... 10 nF polyester
DS1 ... 1N4148
DS2 ... 1N4148
PUT1.. 2N6027
TR1.... BC547
TR2.... BC557

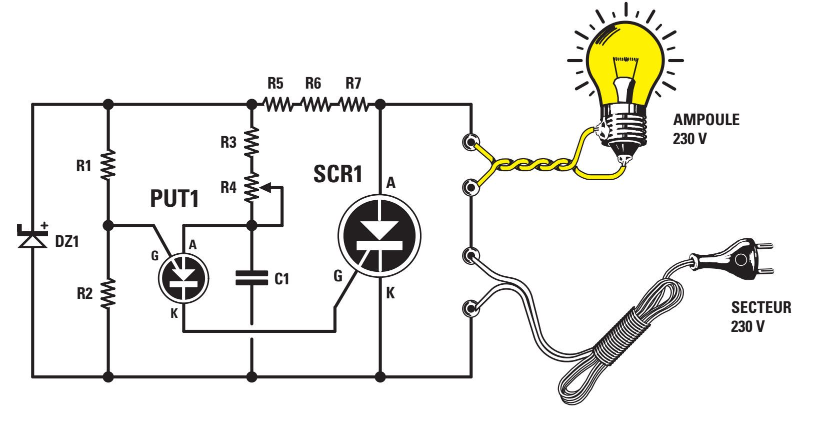


Figure 9 : Schéma électrique du premier variateur de lumière EN1607. Le thyristor ne s'excite que sur la demi onde positive, aussi l'ampoule n'est-elle alimentée au maximum que sous une tension de 115 V.

Liste des composants

R1........... 27 k
R2........... 47 k
R3........... 100 k
R4........... 1 M pot. lin.
R5........... 10 k 1 W
R6 .... 10 k 1 W
R7........... 10 k 1 W
C1........... 10 nF polyester
DZ1 .... zener 15 V 1 W
PUT1....... 2N6027
SCR1 ...... thyristor BT152-800

dans le Tableau 1. N'oubliez pas toutefois que, pour le bon fonctionnement d'un PUT, les valeurs choisies, introduites dans la formule :

(R1 x R2) : (R1 + R2)

doivent donner un nombre compris entre 8 et 10. Souvenez-vous aussi que la valeur de R2, reliée entre gâchette et masse, détermine l'amplitude du signal en dents de scie et que, donc, si l'on a besoin d'un signal d'amplitude supérieure, il convient d'augmenter la valeur de R2 ou bien de réduire celle de R1.

Le signal prélevé sur l'anode est en dents de scie et sa valeur part du minimum de 0,7 V pour atteindre le maximum, le front de montée étant courbe cette fois, comme le montre la figure 5.

Pour prélever un signal en dents de scie, toujours courbe, mais partant de 0 V, comme le montre la figure 6, nous devons ajouter dans le schéma du montage un NPN à relier comme l'indique cette figure.

Si nous agissons sur le trimmer ou le potentiomètre R5 de 4,7 M relié à son collecteur, nous pouvons faire varier la

Figure 10 : Si on positionne la résistance R4 au maximum, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor quand les demi ondes positives atteignent 0 V et l'ampoule s'éclaire faiblement.

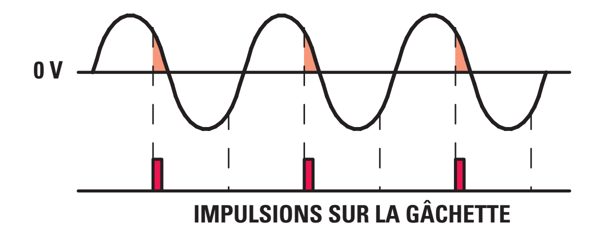




Figure 11 : Si on positionne la résistance R4 à moitié, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor quand les demi ondes positives atteignent la moitié du cycle et l'ampoule s'éclaire moyennement.

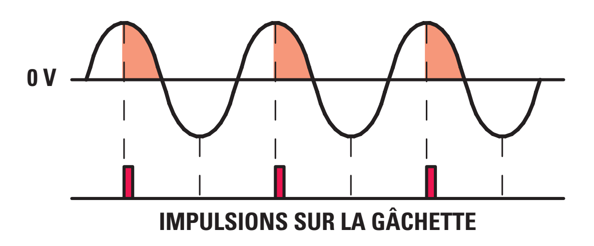
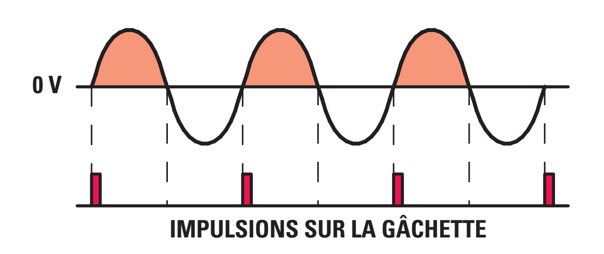




Figure 12 : Si on positionne la résistance R4 au minimum, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor au moment même où les demi ondes positives commencent leur cycle et l'ampoule s'éclaire au maximum (en 115 V cependant).





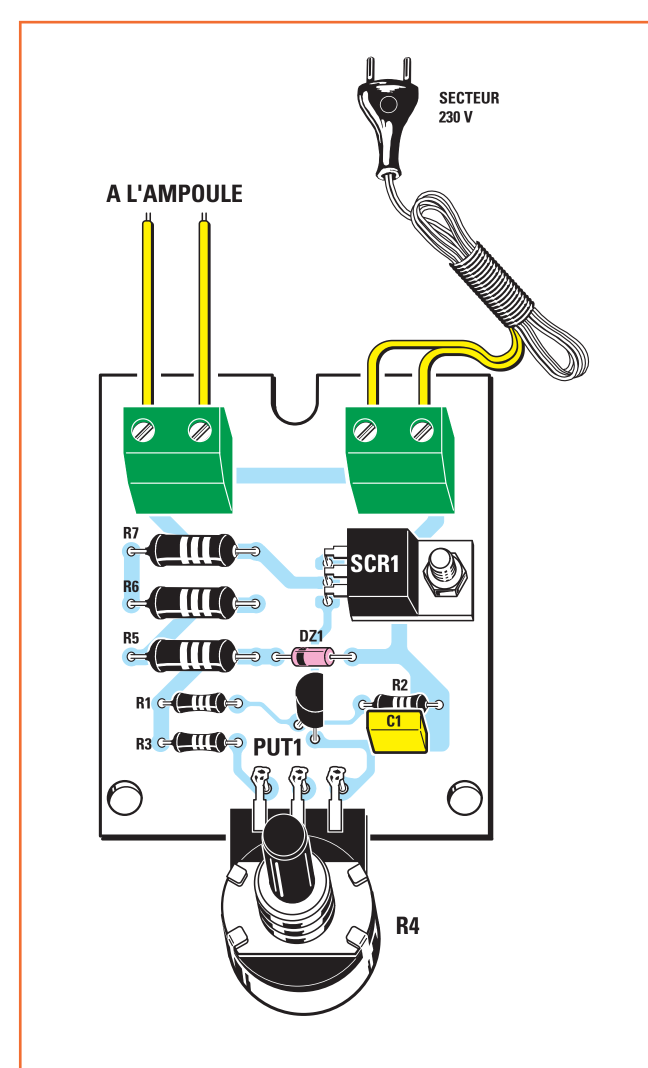


Figure 13a : Schéma d'implantation des composants du premier variateur de lumière à simple demi onde. On peut, au choix, souder les cosses du potentiomètre directement sur les pistes de cuivre de la platine ou alors fixer le potentiomètre au couvercle du boîtier plastique et relier ses cosses aux pistes au moyen de fils isolés.

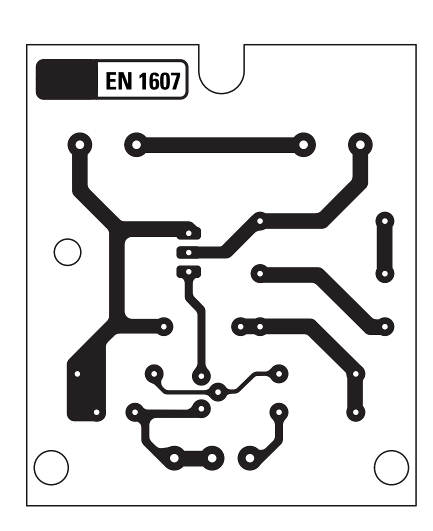


Figure 13b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du variateur de lumière à simple alternance.

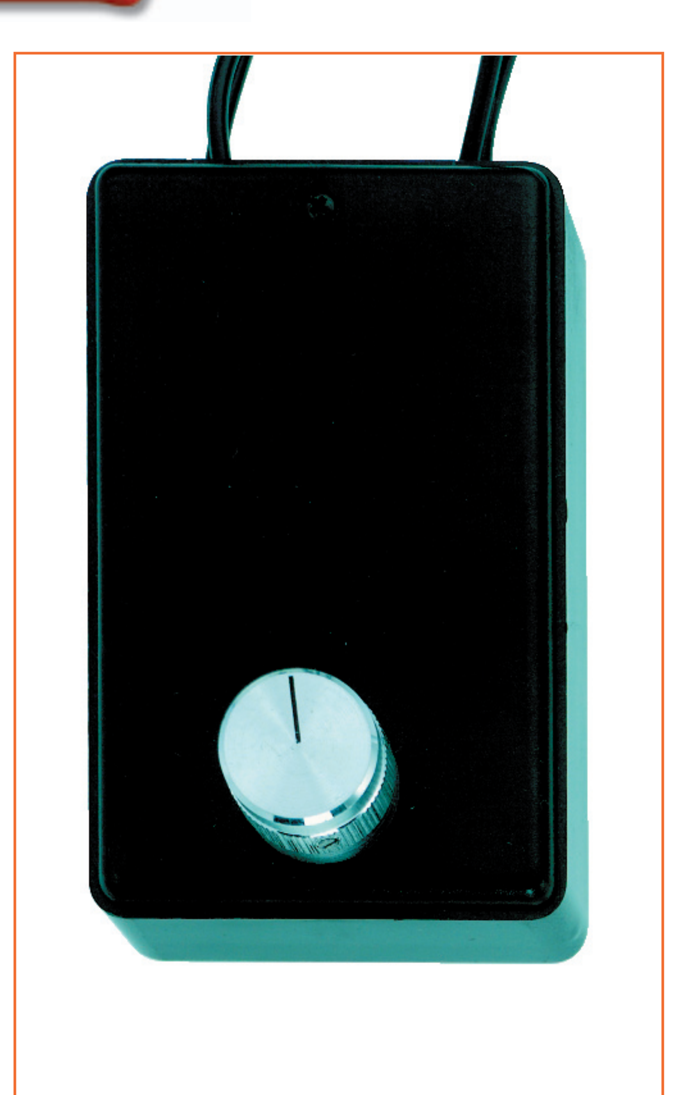


Figure 14 : Montage dans le boîtier plastique qu'il faudra préparer en perçant le trou de passage de l'axe du potentiomètre et ceux pour le passage des fils du secteur 230 V et de la charge (ampoule). Voir aussi figures 20 et 21.

fréquence de 60 Hz à 50 kHz. Le signal prélevé à travers R6 (1 k) sur le collecteur de ce transistor peut être ensuite appliqué à l'entrée d'un amplificateur opérationnel ou sur la base d'un autre transistor utilisé cette fois comme séparateur.

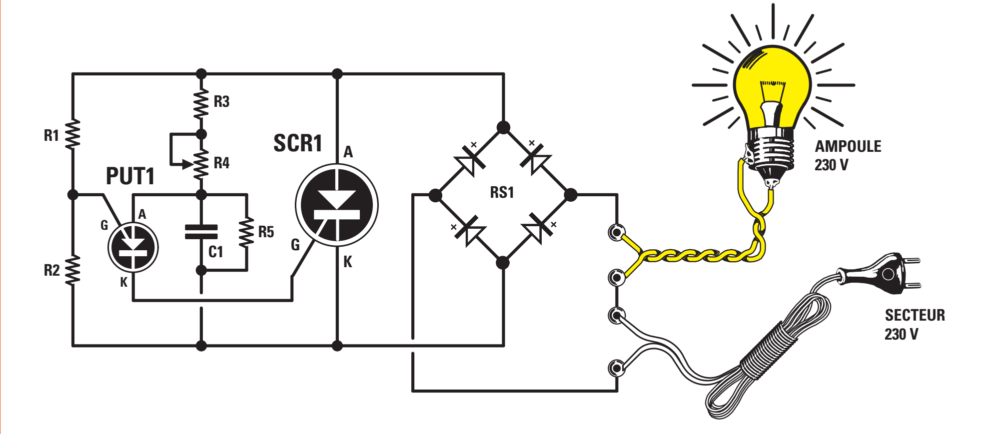
Le signal en dents de scie parfaitement linéaire

Si nous avons besoin d'un signal en dents de scie avec des fronts de montée parfaitement linéaires, comme le montre la figure 8, nous devons modifier le circuit en utilisant un TR1 NPN et un TR2 PNP.

En agissant sur le trimmer ou le potentiomètre R5 de 220 k, monté en série avec la R6 de 330 ohms, on fait varier la fréquence de 100 Hz à 33 kHz.

Si nous voulons produire une fréquence inférieure à 100 Hz, il faut augmenter la valeur de C1 ; pour obtenir une plage de variation de fréquence plus étroite, il suffit de diminuer la valeur de R5.

Par exemple, avec C1 égal à 100 nF et R5 à 47 k, on produit un signal en dents de scie allant de 36 Hz à 4 300 Hz.



Liste des composants

R1........... 100 k
R2........... 10 k
R3........... 100 k
R4........... 2,2 M pot. lin.
R5........... 100 k
C1........... 10 nF polyester
RS1 .... pont 800 V 4 A
PUT1....... 2N6027
SCR1 ...... thyristor BT152-800

Figure 15 : Schéma électrique du deuxième variateur de lumière EN1608. Il alimente l'ampoule au maximum en 230 V. Pour cela, il faut ajouter au circuit un pont redresseur RS1 de façon à obtenir une double demi onde positive à une fréquence de 100 Hz.

Premier montage d'application : un variateur de lumière pour ampoule secteur 230 V

Le schéma électrique

Les variateurs de lumière font varier la tension d'alimentation d'une ampoule à filament, ce qui implique une variation de l'intensité lumineuse laquelle, à partir d'un maximum d'intensité atteint progressivement le minimum. Ces variateurs de lumière sont à ce point utiles que dans les nouveaux immeubles ils remplacent les interrupteurs secteur : à la platine du levier de l'interrupteur un petit bouton permet de commander l'allumage de l'ampoule à la luminosité voulue, en fonction des besoins du moment et du lieu. C'est un économique variateur de lumière de ce type que nous allons décrire ici : le schéma électrique est à la figure 9.

Le potentiomètre R4 fait varier le temps de charge de C1. Si on insère toute la résistance, C1 se charge très lentement et par conséquent les impulsions d'excitation sortant par la patte K du PUT arrivent sur la gâchette du thyristor quand

Figure 16 : Si on positionne la résistance R4 au maximum, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor quand les doubles demi ondes positives atteignent 0 V et l'ampoule s'éclaire faiblement.

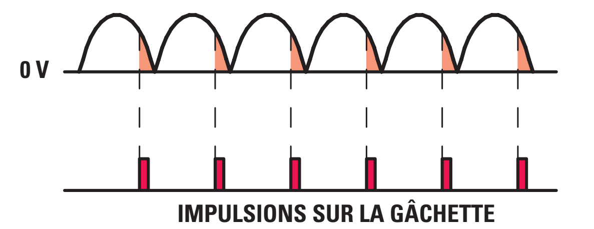




Figure 17 : Si on positionne la résistance R4 à moitié, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor quand les demi ondes positives atteignent la moitié du cycle et l'ampoule s'éclaire sous 115 V.

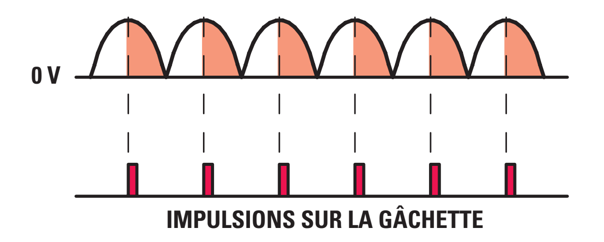
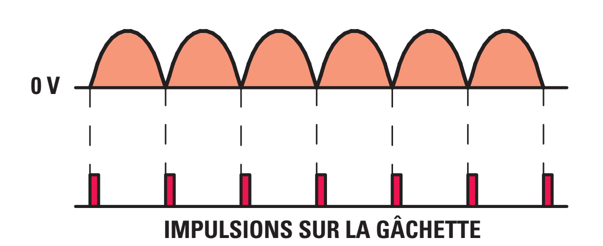




Figure 18 : Si on positionne la résistance R4 au minimum, les impulsions sortant de la K du PUT excitent le thyristor au moment même où les demi ondes positives commencent leur cycle et l'ampoule s'éclaire sous 230 V.





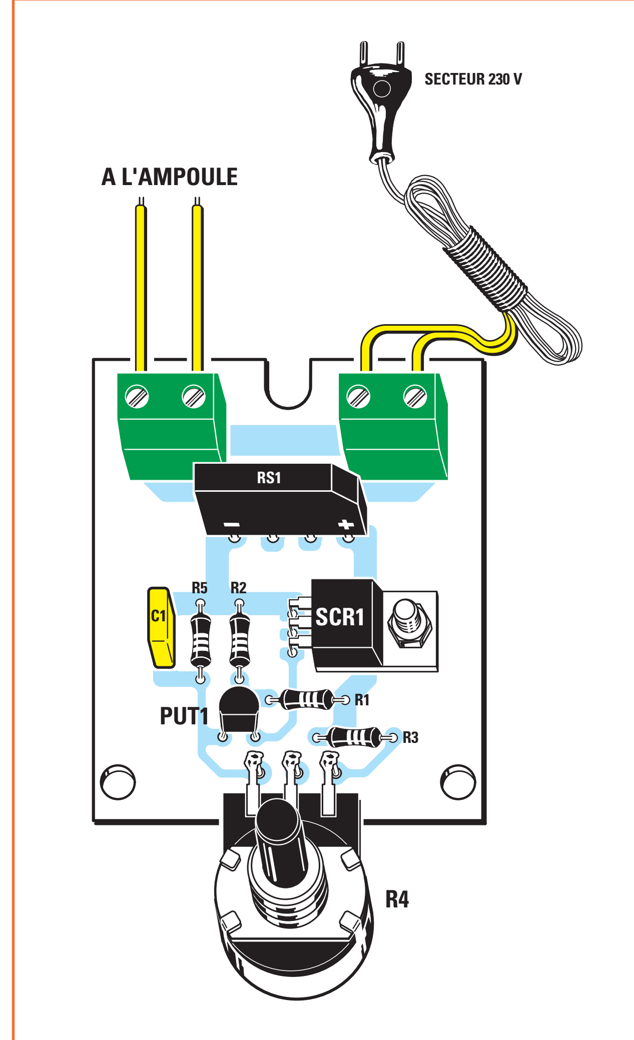


Figure 19a : Schéma d'implantation des composants du deuxième variateur de lumière à double demi onde. Attention à la polarité du pont RS1 (le pan coupé est le +).

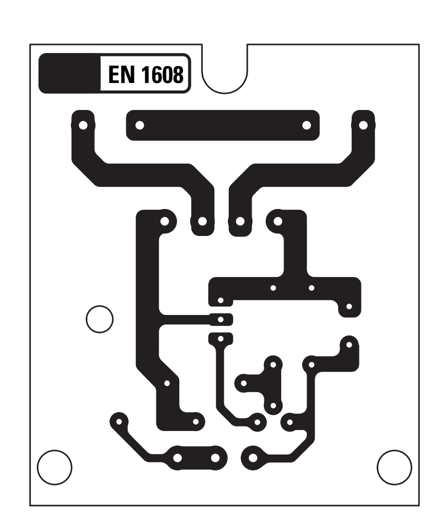


Figure 19b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du variateur de lumière à double alternance.

les demi ondes positives de la tension alternative ont déjà presque effectué un cycle. Comme le montre la figure 10, le thyristor se relaxe presque immédiatement et le filament de l'ampoule s'allume très faiblement.

Avec R4 à mi course, C1 se charge un peu plus rapidement et les impulsions d'excitation sortant de la K du PUT arrivent sur la gâchette du thyristor lorsque les demi ondes positives de la tension alternative ont déjà accompli la moitié de leur cycle.

Comme le montre la figure 11, le thyristor se relaxe quand les demi ondes positives atteignent 0 V et le filament reçoit la tension pendant une période plus longue que celle indiquée figure 10.

Enfin, dans le cas de la figure 12, R4 est réglé pour le minimum de sa résistance et par conséquent les impulsions d'excitation sortant de la broche K du PUT arrivent sur la gâchette du thyristor à l'instant précis où les demi ondes positives de la tension alternative commencent leur cycle : le thyristor s'excite donc tout de suite et ne se relaxe que lorsque les demi ondes positives atteignent 0 V ; le filament émet alors une intensité lumineuse maximale.

Comme le montrent les figures 10 à 12, le thyristor ne se relaxe qu'en présence de demi ondes positives, donc dans

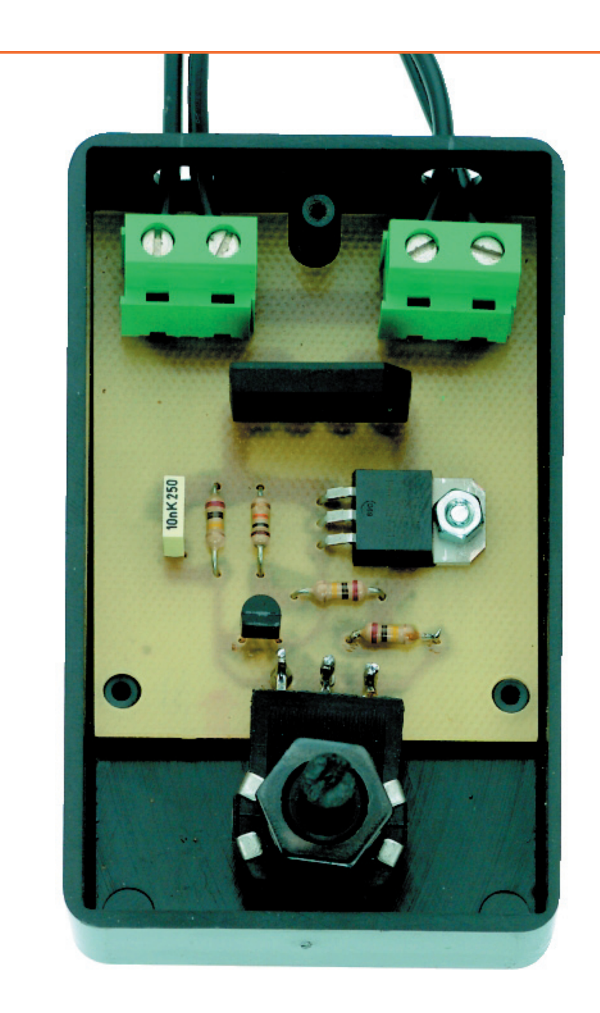


Figure 20 : Montage dans le boîtier plastique qu'il faudra préparer en perçant le trou de passage de l'axe du potentiomètre et ceux pour le passage des fils du secteur 230 V et de la charge (ampoule). La platine est fixée au fond au moyen de vis autotaraudeuses.



Figure 21 : Montage dans le boîtier plastique. Le couvercle est fermé avec une vis puis on peut monter le bouton de commande de l'intensité lumineuse.

ce circuit les demi ondes négatives ne sont pas utilisées et l'ampoule n'est jamais soumise à la tension complète de 230 V, mais seulement à la moitié, 115 V.

La réalisation pratique

Aucune difficulté. Quand vous avez réalisé (ou que vous vous êtes procuré) le petit circuit imprimé fort simple, dont la figure 13b donne le dessin à l'échelle 1, montez les quelques composants en suivant la figure 13a. Attention à la polarité du PUT (méplat regardant R2-C1), de DZ1 (bague vers R5) et du thyristor (semelle vissée sur le circuit imprimé). Montez en dernier les deux borniers et le potentiomètre.

Prenez ensuite le petit boîtier plastique, percez dans le couvercle le trou pour le passage de l'axe du potentiomètre et dans le petit côté opposé les trous pour le passage des fils (entrée secteur 230 V et sortie vers ampoule).

Ensuite, fixez avec des vis la platine au fond de la boîte (voir figure 20).

Fixez le couvercle avec sa vis et, si vous voulez, vissez l'écrou plat du potentiomètre puis montez le bouton sur son axe (voir figure 14).

Effectuez les connexions extérieures sans oublier que même une tension de sortie réduite à 115 V peut tuer !

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce variateur de lumière EN1607 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp.

Deuxième montage d'application : un variateur de lumière à onde entière

Le schéma électrique

Quand on agit sur le potentiomètre R4 de la figure 9, étant donné que le thyristor n'est alimenté que par les demi ondes positives, l'ampoule ne reçoit qu'une tension égale au maximum à 115 V.

Pour alimenter une ampoule en 230 V de manière à atteindre sa luminosité maximale, nous devons ajouter au circuit un pont redresseur, comme le montre la figure 15, de façon à consommer le courant maximal admissible par l'ampoule à piloter.

Avec un pont de 1 A on pourra commander une ampoule (ou un groupement parallèle) dont la puissance ne dépassera pas 200 W. Compter 1,5 A pour 300 W. Si vous voulez commander un groupement de 5 ou 6 ampoules de 100 W chacune, ce qui fait 5 ou 600 W, mieux vaut choisir 4 diodes BY255 montées en pont (elles peuvent "tenir" 3 A). Si vous utilisez un pont, une double demi onde positive arrive sur l'anode du thyristor et l'ampoule se trouve soumise à la tension maximale de 230 V.

Le potentiomètre R4 relié à l'A du PUT est utilisé là encore pour faire varier le temps de charge de C1 : avec le maximum de résistance insérée, il se charge lentement et les impulsions sortant de la K du PUT pour exciter la gâchette du thyristor allument l'ampoule avec le maximum d'intensité (voir figure 16).

Avec R4 à mi course, C1 se charge bien plus vite et les impulsions d'excitation sortant de la K excitent la gâchette du thyristor quand les doubles demi ondes positives ont

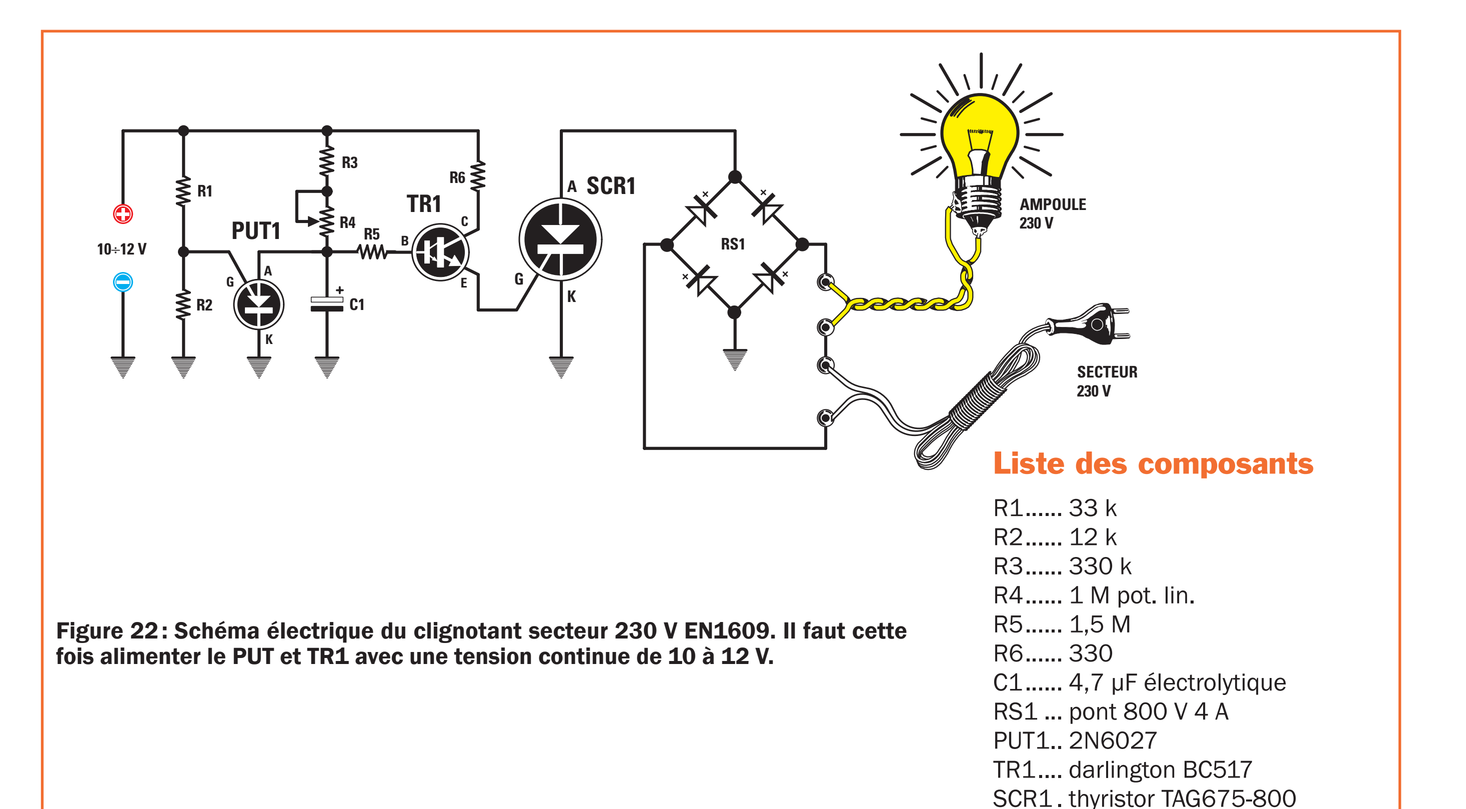


Figure 22 : Schéma électrique du clignotant secteur 230 V EN1609. Il faut cette fois alimenter le PUT et TR1 avec une tension continue de 10 à 12 V.

Liste des composants

R1...... 33 k
R2...... 12 k
R3...... 330 k
R4...... 1 M pot. lin.
R5...... 1,5 M
R6...... 330
C1...... 4,7 µF électrolytique
RS1 ... pont 800 V 4 A
PUT1.. 2N6027
TR1.... darlington BC517
SCR1 . thyristor TAG675-800

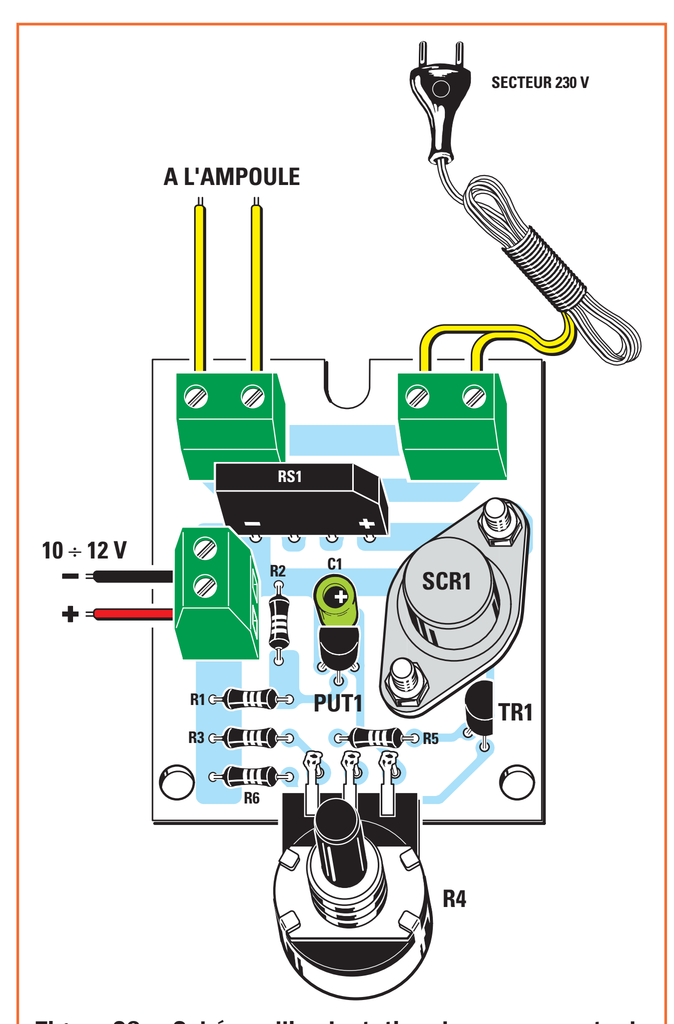


Figure 23a : Schéma d'implantation des composants du clignotant secteur 230 V. Le pont RS1 est implanté sur le circuit imprimé pan coupé + vers la droite. Cette platine est la seule des trois proposées à devoir être alimentée avec une tension continue de 10 à 12 V.

atteint la moitié de leur cycle et par conséquent l'ampoule s'allume avec la moitié de la tension (voir figure 17).

Si R4 n'insère que sa résistance minimale, C1 se charge instantanément, les impulsions d'excitation sortant de la K du PUT excitent la gâchette du thyristor au moment précis où les doubles demi ondes positives commencent à se former et l'ampoule s'allume avec le maximum d'intensité (voir figure 18).

La réalisation pratique

Aucune difficulté là non plus. Quand vous avez réalisé (ou que vous vous êtes procuré) le petit circuit imprimé, dont la figure 19b donne le dessin à l'échelle 1, montez les composants en suivant la figure 19a.

Attention, encore une fois, à la polarité du PUT (méplat regardant R4), de RS1 (méplat + vers la droite) et du thyristor (semelle vissée sur le circuit imprimé).

Montez en dernier les deux borniers et le potentiomètre.

Prenez ensuite le petit boîtier plastique, percez dans le couvercle le trou pour le passage de l'axe du potentiomètre et dans le petit côté opposé les trous pour le passage des fils (entrée secteur 230 V et sortie vers ampoule).

Ensuite, fixez avec des vis la platine au fond de la boîte (voir figure 20).

Fixez le couvercle avec sa vis et, si vous voulez, vissez l'écrou plat du potentiomètre puis montez le bouton sur son axe (voir figure 21).

Effectuez les connexions extérieures sans oublier que si même une tension de sortie réduite à 115 V peut tuer, a fortiori une de 230 V !

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce variateur de lumière EN1608 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp.

Un clignotant secteur 230 V

Le schéma électrique

Il se trouve figure 22. Avec un PUT, un darlington BC517 et un thyristor métallique TAG675 on a réalisé un remarquable clignotant pour ampoule secteur 230 V ou même pour ampoules 9 V, 12 V ou 24 V, pourvu qu'on les alimente en alternatif.

Si on actionne le potentiomètre R4 de 1 M d'une extrémité à l'autre de sa piste, comme le montre la figure 22, on obtient un clignotement allant de 5 à 2 éclairs environ par seconde.
Si on augmente la capacité de C1, la faisant passer de 4,7 µF à 10 ou même 22 µF, on peut réduire notablement la vitesse du clignotement.

L'étage constitué par le PUT et le darlington TR1 doit être alimenté par une tension continue (même non stabilisée) de 10 à 12 V et le thyristor par une tension nécessairement alternative dont la valeur doit être choisie en fonction de la tension nominale de l'ampoule que l'on veut faire clignoter : pour faire clignoter une ou plusieurs ampoules en 230 V en parallèle, il suffit de les brancher sur le secteur 230 V ; pour faire clignoter des ampoules de 6, 9, 12, 24 V, nous devrons utiliser une tension alternative de cette valeur, à prélever, par conséquent, sur le secondaire d'un transformateur réducteur.

Là encore, le courant maximal que l'on peut prélever sur ce circuit dépend du courant maximal que peut fournir le pont redresseur RS1 : nous avons utilisé un pont débitant jusqu'à 4 A, ce qui permettra de faire clignoter des ampoules jusqu'à 900 W.

Si vous souhaitez faire clignoter toute une guirlande d'ampoules (par exemple pour illuminer une fête, en extérieur ou en intérieur), vous pouvez monter en série 38 ou 39 petites ampoules de 6 ou 9 V et alimenter le tout sous la tension du secteur 230 V.

Si vous ne voulez pas les relier directement au secteur 230 V (par souci de sécurité), vous pouvez vous servir d'un transformateur pourvu d'un primaire 230 V et d'un secondaire 200 à 230 V, de façon à ce que l'enroulement secondaire soit électriquement isolé du secteur.

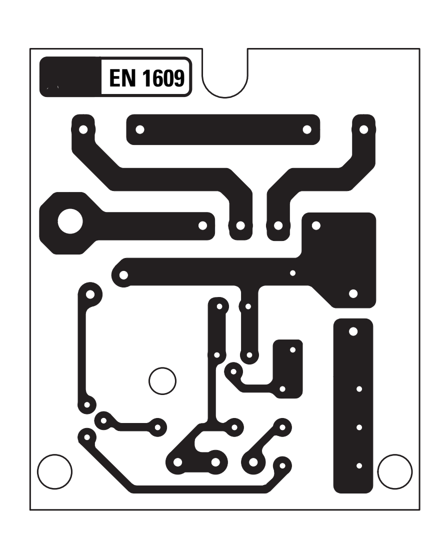


Figure 23b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du clignotant secteur 230 V.

La réalisation pratique

Pas davantage de difficulté. Quand vous avez réalisé (ou que vous vous êtes procuré) le petit circuit imprimé, dont la figure 23b donne le dessin à l'échelle 1, montez tous les composants en suivant la figure 23a.

Attention, toujours, à la polarité du PUT (méplat regardant C1), de RS1 (méplat + vers la droite), de TR1 (méplat vers la droite lui aussi) et du thyristor (boîtier métallique fixé au circuit imprimé par deux boulons). Montez en dernier les trois borniers et le potentiomètre.

Prenez ensuite le petit boîtier plastique, percez dans le couvercle le trou pour le passage de l'axe du potentiomètre, dans le petit côté opposé les trous pour le passage des fils (entrée secteur 230 V et sortie vers ampoule) et dans le grand côté le trou pour l'entrée de l'alimentation continue. Ensuite, fixez avec des vis la platine au fond de la boîte (comme figure 20).

Fixez le couvercle avec sa vis et, si vous voulez, vissez l'écrou plat du potentiomètre puis montez le bouton sur son axe (comme figure 21). Effectuez les connexions extérieures sans oublier que les lois physico-physiologiques ne se lassent jamais et que le 230 V tue inexorablement les distraits imprudents !

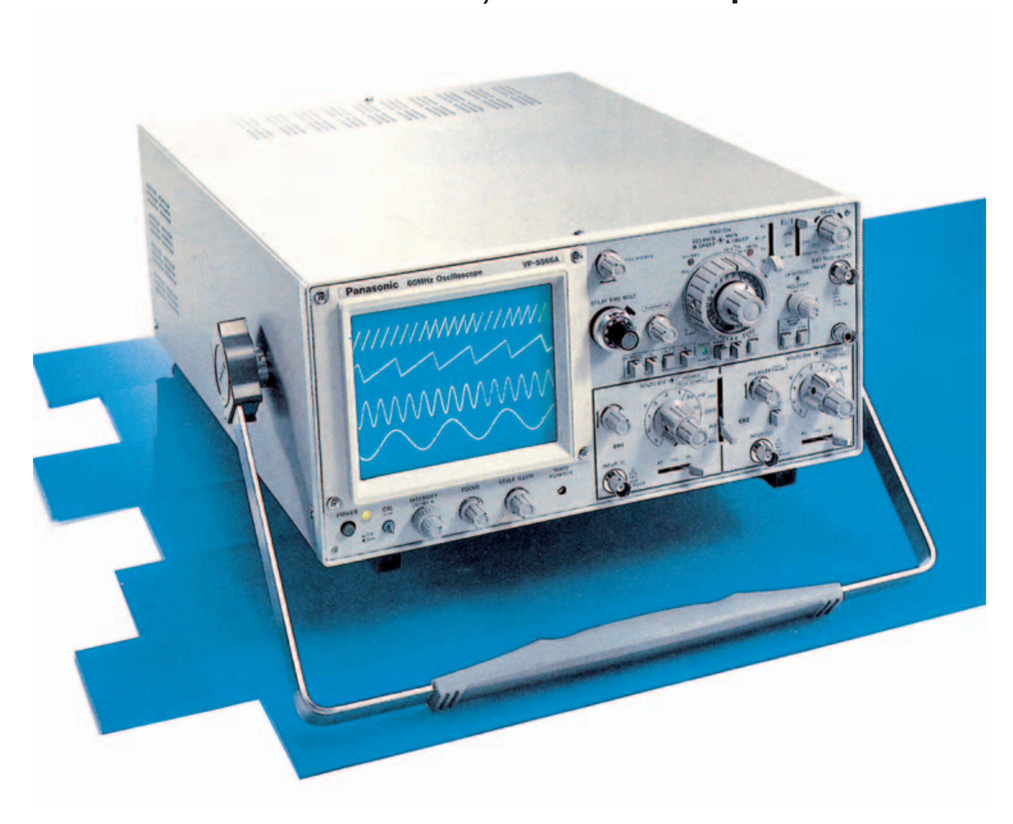
Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce clignotant EN1609 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp. ◆

Comment utiliser l'oscilloscope

L'oscilloscope est un instrument de mesure largement utilisé dans tous les laboratoires d'électronique. Etant donné que vous trouverez peu de manuel sérieux vous expliquant comment procéder pour effectuer les différentes mesures, nous avons voulu combler cette lacune en publiant cette leçon en trois parties. Si vous ne possédez pas encore un oscilloscope, mettez-la de côté car, dès que vous aurez fait votre achat, elle vous sera des plus utiles.



Nous pouvons affirmer que l'électronique ne serait pas ce qu'elle est aujourd'hui sans cet instrument qui l'a accompagnée tout au long de son spectaculaire développement, jusqu'à devenir maintenant partie intégrante de son histoire : l'oscilloscope. Par sa capacité à visualiser des signaux aux formes d'ondes les plus complexes et par la très vaste gamme des mesures qu'il autorise, il occupe une place privilégiée dans le labo de l'électronicien, pour ne pas dire la plus importante et en tout cas il est indispensable. Tout le monde, en effet, du technicien à l'ingénieur et du chercheur à l'élève en passant par l'amateur, a pu apprécier sa remarquable adaptabilité –son universalité d'emploi.

Cependant, bien qu'il soit connu de tous et qu'il ait contribué à former des générations entières de passionnés d'électronique, on trouve encore des personnes ne sachant pas –ou mal– l'utiliser.

Souvent, d'ailleurs, les universitaires s'en plaignent, à propos de leurs étudiants et, il faut l'avouer, faute en revient souvent à une lacune dans la formation des débutants.

Nos lecteurs, de leur côté, ne se sont pas privés –et ils ont eu bien raison– de réclamer une initiation assez poussée aux arcanes de l'oscilloscopie !

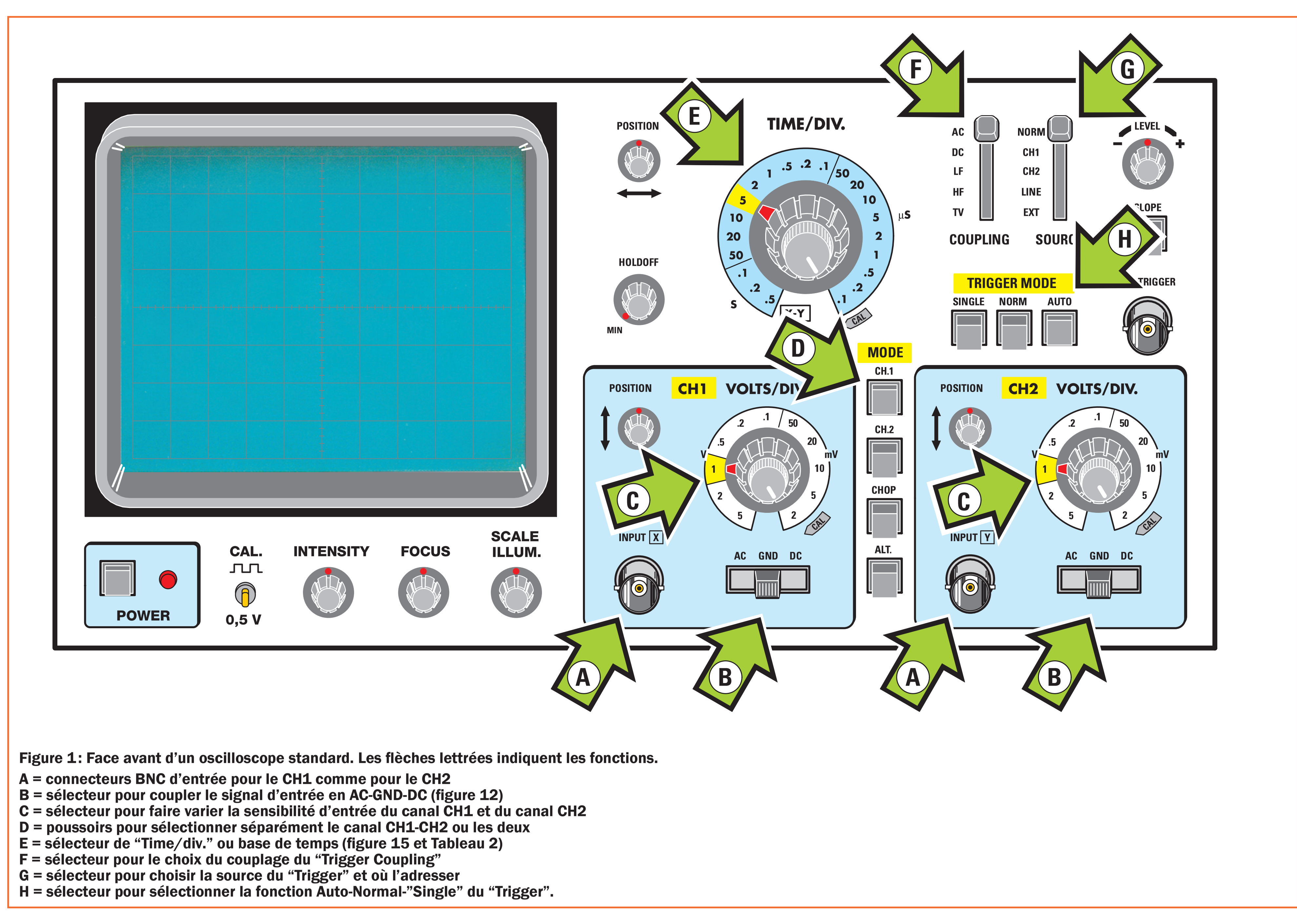


Figure 1: Face avant d'un oscilloscope standard. Les flèches lettrées indiquent les fonctions.

A = connecteurs BNC d'entrée pour le CH1 comme pour le CH2
B = sélecteur pour coupler le signal d'entrée en AC-GND-DC (figure 12)
C = sélecteur pour faire varier la sensibilité d'entrée du canal CH1 et du canal CH2
D = poussoirs pour sélectionner séparément le canal CH1-CH2 ou les deux
E = sélecteur de "Time/div." ou base de temps (figure 15 et Tableau 2)
F = sélecteur pour le choix du couplage du "Trigger Coupling"
G = sélecteur pour choisir la source du "Trigger" et où l'adresser
H = sélecteur pour sélectionner la fonction Auto-Normal-"Single" du "Trigger".

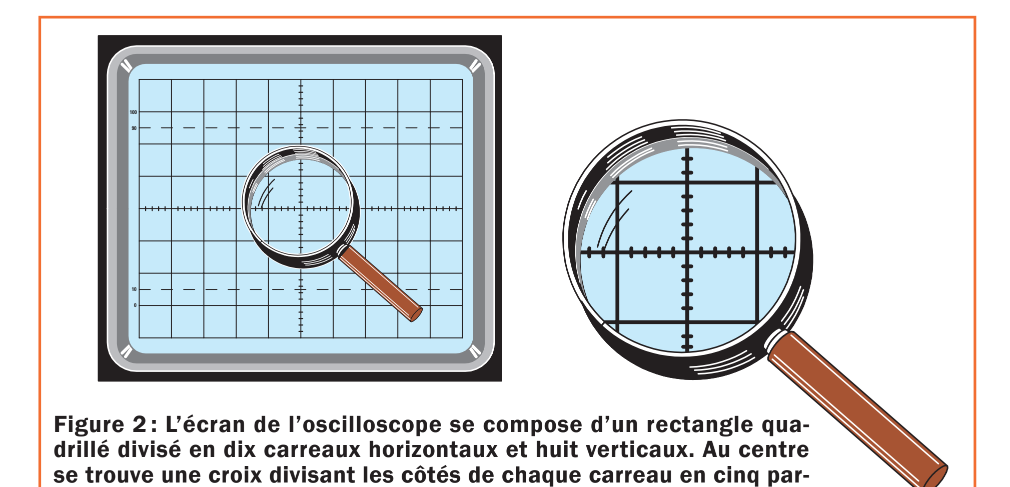


Figure 2 : L'écran de l'oscilloscope se compose d'un rectangle quadrillé divisé en dix carreaux horizontaux et huit verticaux. Au centre se trouve une croix divisant les côtés de chaque carreau en cinq parties, ce qui est très utile pour effectuer des mesures de précision.

Notre initiative

C'est pourquoi nous nous proposons dans cette leçon en trois parties de vous enseigner une utilisation pratique, la plus complète possible, de cet appareil qui permet, comme vous le savez, de visualiser n'importe quelle grandeur électrique.

A part les mesures de tensions continue et alternative, avec un oscilloscope il est possible de déterminer avec une bonne approximation une fréquence, de mesurer le déphasage entre deux ondes, d'évaluer la distorsion d'un signal, de quantifier la valeur de "ripple" (ondulation résiduelle) d'une tension redressée et tant d'autres choses que nous examinerons en détail lorsque nous aborderons la partie mesures.

Le premier problème que nous nous sommes posé quand nous avons décidé de lancer cette série a été de choisir quel modèle prendre comme référence afin de dessiner une face avant complète avec toutes ses commandes : après une rapide réflexion, nous sommes parvenus à conclure qu'un appareil en vaut un autre. Même si, en effet, les modèles du marché sont nombreux et tous différents, au fond leurs fonctions sont toujours les mêmes. Nous, à la rédaction d'ELM, sommes un peu, de ce point de vue, comme un moniteur d'auto-école devant enseigner la conduite de toutes les voitures possibles à partir d'une automobile particulière ! Aussi étonnant soit ce défi, pratiquement on réussit à le relever, pour les véhicules et pour les oscilloscopes.

Tous les oscilloscopes ont un écran quadrillé et un bouton de réglage de la luminosité du tracé plus un autre agissant sur la longueur focale, c'est-à-dire sur la netteté du trait lumineux. En face avant se trouvent deux prises d'entrée, marquées CH1 et CH2 (CH pour "CHANNEL", canal) ou X et Y ((voir figure 1 les flèches A), une paire de sélecteurs AC-GND-DC (voir les flèches B) plus deux sélecteurs permettant de faire varier la sensibilité des deux entrées (voir figure 1 les flèches C). On trouve en outre des poussoirs (voit flèche D) pour sélectionner les deux canaux CH1 et CH2, un sélecteur rotatif pour modifier la base de temps (voir flèche E) et un groupe de sélecteurs pour synchroniser le signal à l'écran (voir flèches F, G, H).

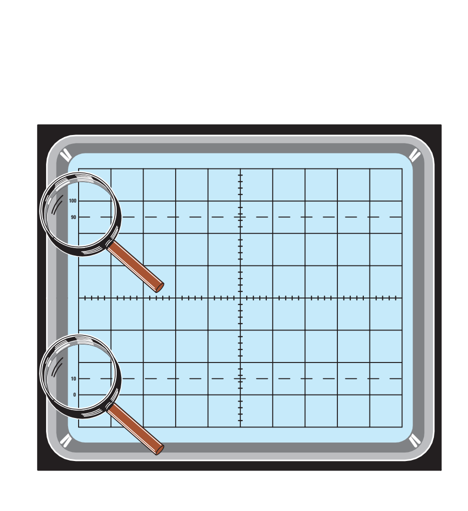
La face avant

Avant de passer aux applications et aux mesures que l'on peut effectuer à l'oscilloscope, nous allons chercher à vous familiariser avec les diverses commandes de la face avant (voir figure 1). Un oscilloscope est un appareil de forme parallélépipédique doté, en face avant, d'un écran rectangulaire, généralement à gauche de celle-ci. Cet écran, de 100 x 80 mm, est réticulé par des carreaux de 10 x 10 mm. Nous avons donc, comme le montre la figure 2, dix carreaux horizontaux et huit verticaux, ce qui nous permet de visualiser les signaux électriques et même de les mesurer avec une bonne précision. La figure 2 montre, sur la partie centrale de l'écran, une croix subdivisant le côté de chaque carreau en cinq parties (quatre petits traits par côté de 10 mm), ce qui permet une précision supplémentaire.

La figure 3 montre, sur la partie supérieure de l'écran une ligne horizontale pointillée avec l'indication 90 sur le côté et, sur la partie inférieure, une ligne avec l'indication 10.

Note : sur certains oscilloscopes ce sont les lignes 100 et 0 qui sont pointillées.

Ces lignes calibrées sont utilisées pour effectuer la mesure du temps de montée et du temps de descente d'une onde carrée, comme nous le verrons au chapitre des mesures.



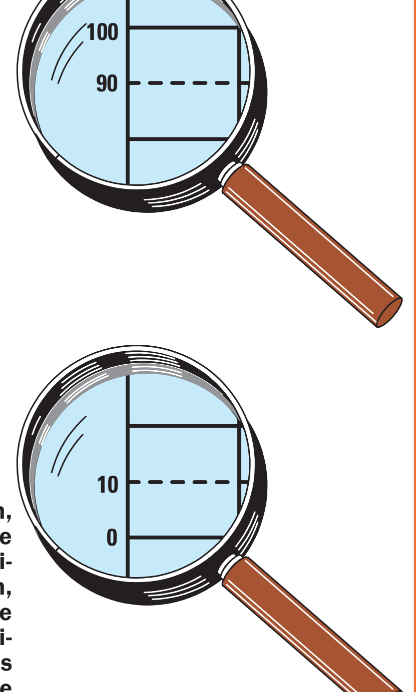


Figure 3 : Dans la partie haute de l'écran, se trouve une ligne pointillée indiquée sur le bord gauche 90 et une ligne continue indiquée 100. Dans la partie basse de l'écran, se trouve une ligne pointillée indiquée sur le bord gauche 10 et une ligne continue indiquée 0. Ces lignes calibrées sont utilisées pour effectuer des mesures sur les fronts de montée et de descente d'une onde carrée.

Les commandes de l'oscilloscope

Même si la disposition des commandes change d'un oscilloscope à un autre, ce qui ne change pas, ce sont les indications, les marquages, toujours en anglais. Quant à nous, nous les reproduisons comme elles sont inscrites en face avant, mais en ajoutant la traduction française.

POWER (interrupteur M/A) : cet interrupteur, constitué d'un poussoir, sert à alimenter les circuits de l'appareil avec le secteur 230 V. Quand on le presse, une LED témoin de mise sous tension s'allume (voir figure 4).

INTENSITY (intensité du faisceau lumineux) : selon les conditions de lumière ambiante, il peut être utile d'augmenter ou de diminuer la luminosité du tracé apparaissant à l'écran. Cette fonction s'active à l'aide du petit bouton "INTENSITY" en face avant, comme le montre la figure 5. Quand vous réglez ce bouton, ne paramétrez pas une luminosité excessive, car vous augmenteriez en même temps l'épaisseur du trait.

FOCUS (netteté du tracé) : cette commande, comme le montre la figure 6, sert à régler la netteté du tracé à l'écran. Elle est à régler jusqu'à ce que le tracé à l'écran soit bien net, bien défini.

SCALE ILLUM. (illumination réticule) : ce bouton de commande, comme le montre la figure 7, permet d'augmenter ou diminuer la luminosité du réticule gradué.

CAL (calibration) : en face avant vous trouvez toujours une borne dépassante avec l'indication d'une tension, par exemple 0,5 Vpp, comme le montre la figure 8.

Note : l'exemple de la figure 8 montre une indication de 0,5 Vpp, mais on peut trouver des valeurs de 0,2 - 1 Vpp.

Si l'on relie cette borne à la sonde fournie avec l'appareil, on doit voir à l'écran une onde carrée dont l'amplitude est égale à la valeur de tension indiquée près de la borne, en positionnant évidemment la sonde sur x1.

INPUT X et Y (entrées X et Y) : tous les oscilloscopes étant aujourd'hui des double trace, comme le montre la figure 9, la face avant est toujours divisée en deux sections identiques. La section gauche, à laquelle est appliqué le signal correspondant au premier tracé, est le CH1 ou Input X. La section droite, à laquelle est appliqué le signal correspondant au second tracé, est le CH2 ou Input Y. Pour chacune des deux sections, un connecteur d'entrée indiqué Input X pour le CH1 et Input Y pour le CH2 est présent, ainsi qu'un bouton de Position, un sélecteur Volts/Div. et un sélecteur d'entrée AC-GND-DC.

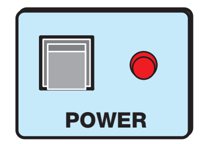


Figure 4 : Au poussoir "POWER" de M/A de l'appareil est généralement associée une LED de confirmation de la mise sous tension.

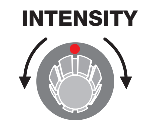


Figure 5 : Le bouton "INTENSITY" placé sous l'écran, comme le montre la figure 1, sert à régler la luminosité du tracé du signal visualisé.

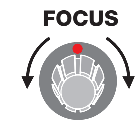


Figure 6 : Le bouton "FOCUS", comme le montre la figure 1, sert à mettre au point l'image, soit à régler la netteté du tracé, sa définition.

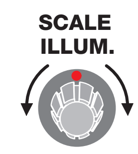


Figure 7 : Le bouton "SCALE ILLUM." est utilisé seulement pour illuminer le réticule de l'écran afin de mieux visualiser la position occupée par le signal.



Figure 8 : La borne CAL., présente sur tout oscilloscope, fournit une onde carrée servant à calibrer la sonde.

Note : les commandes présentes dans la section CH1 agissent sur le canal 1 et les commandes de la section CH2 sur le canal 2.

Comme les fonctions activées par ces commandes sont parfaitement identiques, pour simplifier nous ne décrirons que le CH1.

INPUT CH1 ou X (entrée CH1 ou X) : sur cette entrée X est toujours appliqué le signal AC ou DC à visualiser. A proximité de ce connecteur peut être reportée la tension maximale AC

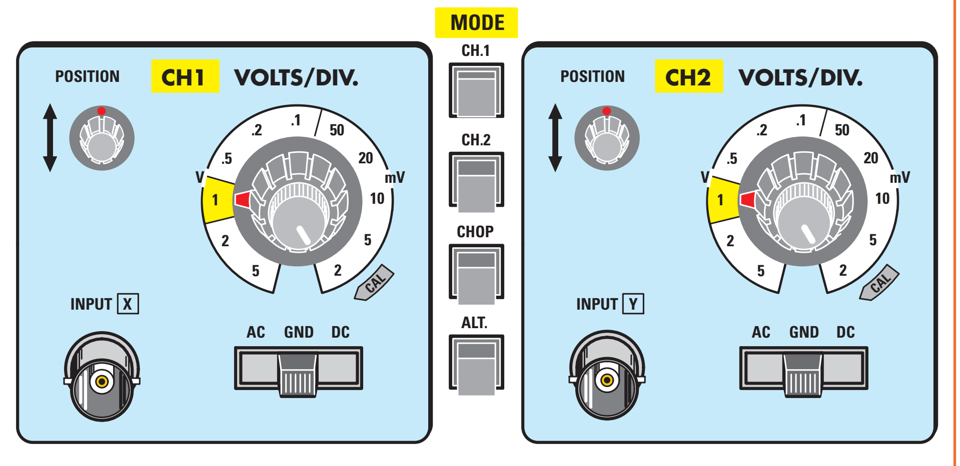


Figure 9 : Sur tout oscilloscope, comme le montre la figure 1, se trouvent deux sections identiques. L'entrée de gauche "INPUT X" correspond au CH1 et celle de droite "INPUT Y" au CH2. Un sélecteur Volts/div. est présent sur les deux canaux.

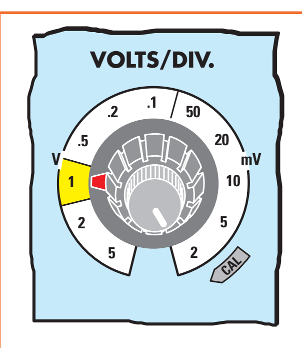


Figure 10: Le sélecteur Volts/div. permet de faire varier la sensibilité d'entrée de l'amplificateur vertical. Le point précédant un chiffre correspond à zéro virgule, .5 - .2 sont lus 0,5 - 0,2 V.

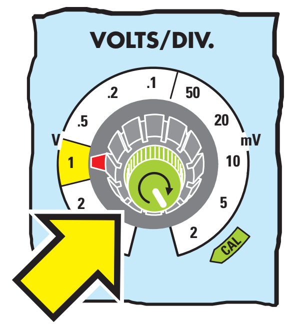


Figure 11: Le petit bouton placé sur le sélecteur Volts/div. permet de faire varier, en continu, la valeur des volts/division. Afin d'éviter toute erreur de lecture, vérifiez toujours que ce petit bouton est en position CAL.

ou DC que l'on peut appliquer à l'appareil sans risquer de l'endommager, ainsi que l'impédance d'entrée en continu et la capacité. Les impédances sont généralement normalisées à 1 mégohm, la capacité entre 15 et 30 pF. Quand ces indications ne sont pas reportées, vous devez les rechercher dans le manuel fourni avec l'appareil.

VOLTS/DIV. (atténuateur d'entrée): ce bouton, pouvant avoir dix positions ou même plus, comme le montre la figure 10, sert à modifier la sensibilité d'entrée de l'oscilloscope. A chaque position correspond une sensibilité exprimée en V/division et cela signifie que la tension indiquée dans le bouton détermine un déplacement du tracé à l'écran d'un carreau vertical. Les valeurs reportées dans le Tableau 1 se réfèrent à un modèle commun d'oscilloscope.

Note: comme vous le voyez, dans les graduations de ce bouton des V/div., les valeurs ne sont pas précédées d'un 0, par exemple 0,5 - 0,2 - 0,1, mais toujours par le point suivi du chiffre .5 - .2 - .1. V/div. signifie Volts par carreau et, bien sûr, mV/div. signifie millivolt par carreau.

TABLEAU 1
tension maximale visualisable à l'écran

Sélecteur V/div.	Tension maximale
5 V/div.	40 V
2 V/div.	16 V
1 V/div.	8 V
.5 V/div.	4 V
.2 V/div.	1,6 V
.1 V/div.	0,8 V
50 mV/div.	400 mV
20 mV/div.	160 mV
10 mV/div.	80 mV
5 mV/div.	40 mV
2 mV/div.	16 mV

Dans le Tableau 1 nous avons reporté pour chaque ligne la tension maximale pouvant être visualisée à l'écran. Si, en effet, nous prenons la portée 5V/div., comme nous avons huit carreaux verticaux à l'écran, la tension maximale mesurable est de 5 x 8 = 40 V. Ceci est vrai si nous réglons la sonde sur la portée x1, mais si nous la mettons sur x10 nous pouvons mesurer une tension maximale de 5 x 8 x 10 = 400 V.

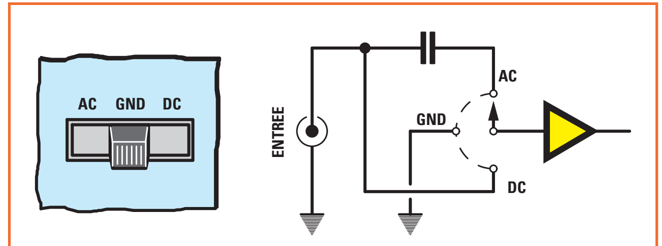


Figure 12: L'inverseur AC-GND-DC sélectionne le type de couplage avec l'étage interne de l'oscilloscope. A droite, le schéma électrique de l'inverseur.

VARIABLE (atténuation variable): au centre du bouton du sélecteur V/div. se trouve toujours un second petit bouton, comme le montre la figure 11, permettant de faire varier, en continu, la valeur de V/div. indiquée sur le sélecteur, ce qui permet d'atténuer à volonté l'amplitude du tracé apparaissant à l'écran. Il est évident qu'en agissant sur ce petit bouton, les valeurs des V/div. ne correspondent plus aux indications du grand bouton de sélection et donc, afin d'éviter toute erreur de lecture, ce petit bouton est toujours placée, après usage, en position CAL, soit mesure calibrée, car alors l'atténuation variable est exclue.

POSITION (position tracé vertical): ce bouton permet de positionner le tracé du signal à l'écran dans le sens vertical, comme le montre la figure 9.

AC-GND-DC (sélecteur d'entrée): ce commutateur permet de sélectionner le type de couplage que nous voulons utiliser pour appliquer le signal sur les étages amplificateurs présents à l'intérieur de l'oscilloscope, comme le montre la figure 12.

position AC = cette position est utilisée pour des mesures de tension alternative, en effet, le signal appliqué à l'entrée entre dans les étages internes à travers un condensateur de découplage interdisant l'entrée de toute tension continue dans l'amplificateur de l'oscilloscope.

position GND = cette position, signifiant "ground", est utilisée pour court-circuiter à la masse l'étage d'entrée de l'oscilloscope.

position DC = cette position est utilisée pour mesurer la tension continue. Aucun condensateur n'étant interposé, le tracé se déplace vers le haut de l'écran si nous appliquons une tension positive et vers le bas si la tension est négative.

Les commandes VERTICAL MODE

Tous les oscilloscopes comportent d'autres commandes servant à sélectionner le mode de visualisation des deux canaux.
Dans certains oscilloscopes ces commandes sont constituées par un commutateur à glissière, dans d'autres par un sélecteur à poussoirs, comme le montre la figure 14. De toute façon ces commandes nous permettent de choisir les fonctions suivantes:

CH1 - CH2 - CHOPPER - ALTERNATE

CH1: si cette commande est sélectionnée, nous pouvons visualiser à l'écran le signal du canal 1 seul.



Figure 13 : Quand on achète un oscilloscope, une ou plusieurs sondes sont fournies avec. On les relie aux prises BNC d'entrée (voir figure 1 les flèches A). Dans les articles suivants, nous vous apprendrons à les calibrer.

CH2 : si cette commande est sélectionnée, nous pouvons visualiser à l'écran le signal du canal 2 seul.

Pour visualiser les deux canaux, nous devons sélectionner la fonction "CHOPPER" ou bien "ALTERNATE".

CHOPPER : s'utilise principalement pour visualiser tous les signaux ayant une fréquence inférieure à 5 kHz environ, ce qui correspond à une position du sélecteur "Time/div.", comme le montre la figure 15, allant de .5 s/div. (lire 0,5 seconde par division) à .2 ms/div. (lire 0,2 milliseconde par division). Si deux signaux apparaissent à l'écran en pointillé, comme le montre la figure 16, cela signifie que vous visualisez des ondes dont la fréquence est supérieure à 5 kHz. Pour éliminer cet inconvénient, il suffit de commuter sur la position "ALTERNATE".

ALTERNATE : s'utilise principalement pour visualiser les signaux de fréquence supérieure à 5 kHz environ, ce qui correspond à une position du sélecteur "Time/div." allant de .2 ms/div. à .1 µs/div. (lire microseconde par division), comme le montre la figure 15.

Note : sur certains modèles, "ALTERNATE" est remplacé par "DUAL".

Si vous voyez clignoter le signal à l'écran, ou apparaître alternativement un signal puis l'autre, comme le montre la figure 17, cela signifie que vous visualisez des ondes dont la fréquence est inférieure à 5 kHz. Pour éliminer cet inconvénient, il suffit de commuter sur la position "CHOPPER".

TIME/DIV. (sélecteur de la base de temps) : cette commande est constituée d'un sélecteur rotatif à plusieurs positions. Chaque position correspond à une durée précise, exprimée en secondes, millisecondes et microsecondes. Cette commande permet de faire varier le temps mis par le tracé pour effectuer un parcours à l'écran égal à un carreau horizontal. La commande "Time/div." permet d'utiliser l'oscilloscope également comme fréquencemètre car, en connaissant le temps de "Time/div." et en comptant combien de carreaux horizontaux occupe une onde complète, qu'elle soit sinusoïdale, carrée

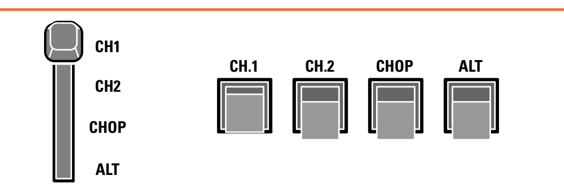


Figure 14 : Les poussoirs CH1, CH2, CHOP, ALT placés, figure 9, verticalement entre les deux sélecteurs d'entrée CH1 et CH2, peuvent être à l'horizontale dans certains oscilloscopes ou alors remplacés par un sélecteur à glissière.

Figure 15 : La fonction "CHOPPER" s'utilise quand le "Time/div." est sur la portée de 0,5 s à 0,2 ms, alors que la fonction "ALTERNATE" s'utilise lorsque ce bouton est placé sur les portées 0,2 ms à 0,1 µs.

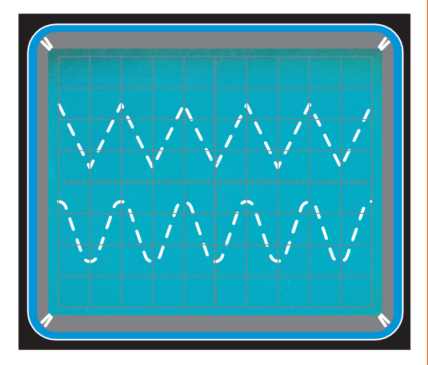


Figure 16 : Si les deux signaux CH1 et CH2 apparaissent en pointillés à l'écran, c'est qu'il faut passer de la fonction "CHOPPER" à la fonction "ALTERNATE".

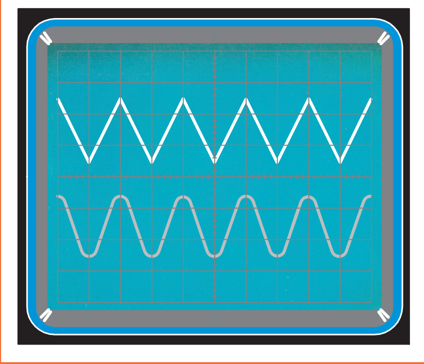


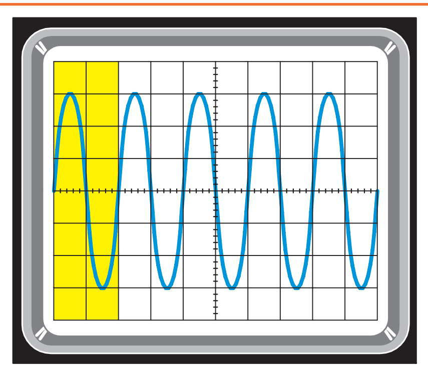
Figure 17 : Si les deux signaux CH1 et CH2 apparaissent alternativement à l'écran, c'est qu'il faut passer de la fonction "ALTERNATE" à la fonction "CHOPPER".

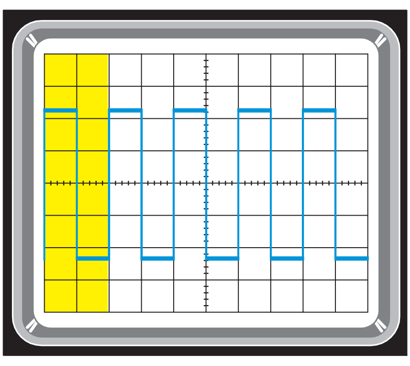
ou rectangulaire, on peut trouver la fréquence en utilisant la procédure simple suivante :

- tourner le sélecteur "Time/div." jusqu'à obtenir à l'écran un certain nombre d'ondes, comme le montre la figure 18, qu'elles soient sinusoïdales, triangulaires ou carrées.

Note : afin d'éviter toute erreur de mesure, contrôlez toujours que le petit bouton placé sur le sélecteur Time/div., comme le montre la figure 11, est bien sur CAL.

- ceci fait, il suffit de compter combien de carreaux occupe l'onde entière en horizontal :





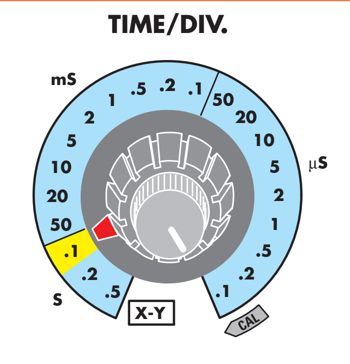
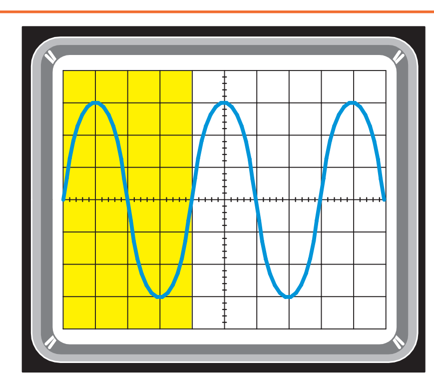
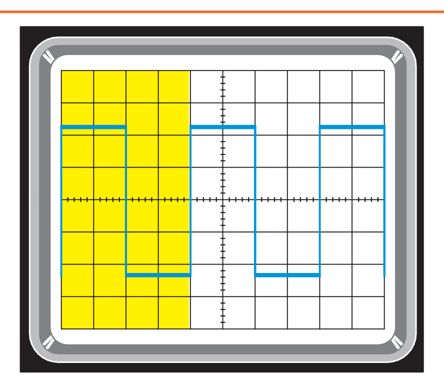


Figure 18 : En comptant combien de carreaux horizontaux occupe une onde entière, qu'elle soit sinusoïdale ou carrée et en regardant sur quel temps est réglé le bouton "Time/div.", on peut trouver la fréquence en Hz - kHz - MHz grâce aux formules :
Fréquence en Hz = 1 : (s du Time/div. x nombre de carreaux)
Fréquence en Hz = 1 000 : (ms du Time/div. x nombre de carreaux)
Fréquence en KHz = 1 000 : (µs du Time/div. x nombre de carreaux)
Fréquence en MHz = 1 : (µs du Time/div. x nombre de carreaux).





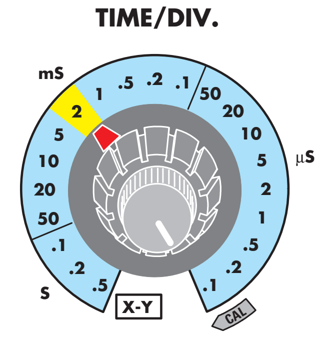
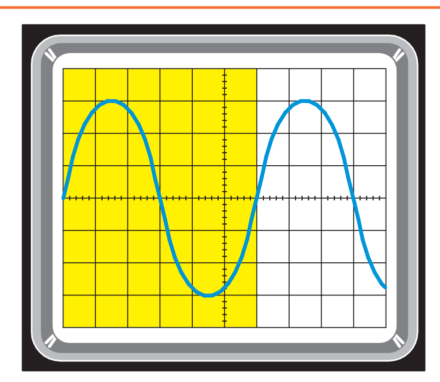
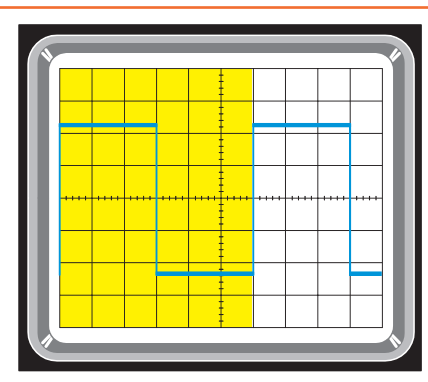


Figure 19 : Dans l'exemple reporté figure 18, l'onde entière occupe deux carreaux et "Time/div." est sur 0,1 s, la fréquence est donc égale à 1 : (0,1 s x 2 carreaux) = 5 Hz.
Dans l'exemple reporté figure 18, l'onde entière occupe quatre carreaux et "Time/div." est sur 2 ms, la fréquence est donc égale à 1 000 : (2 ms x 4 carreaux) = 125 Hz.





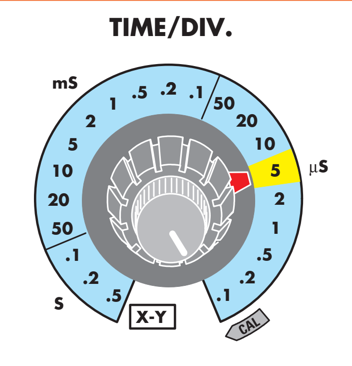


Figure 20 : Comme dans cet exemple l'onde entière du signal sinusoïdal et aussi celle du signal carré occupent six carreaux et que le sélecteur "Time/div." est sur 5 µs, nous pouvons trouver la valeur de la fréquence en kHz grâce à la formule : F en kHz = 1 000 : (5 µs x 6 carreaux) = 33,33 kHz ou bien en MHz en utilisant le formule : F en MHz = 1 : (5 µs x 6 carreaux) = 0,033 MHz.

figure 18 une onde entière occupe 2 carreaux
figure 19 une onde entière occupe 4 carreaux
figure 20 une onde entière occupe 6 carreaux

- lire sur le sélecteur "Time/div." si le temps est en s, ms, µs.
- si le temps est en s, pour connaître la fréquence en Hz, on utilise cette formule:

Hz = 1 : (s x nombre de carreaux)

- si le temps est en ms, pour connaître la fréquence en Hz, on utilise cette formule:

Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

- si le temps est en µs, pour connaître la fréquence en Hz, on utilise cette formule:

Hz = 1 000 : (µs x nombre de carreaux)

- pour connaître la fréquence en MHz, on utilise cette formule:

MHz = 1 : (µs x nombre de carreaux).

Exemples de calcul

- Si le sélecteur "Time/div." est en position .1 s (0,1 seconde) et si l'onde entière occupe 2 carreaux, comme le montre la figure 18, la fréquence est de 1 : (0,1 x 2) = 5 Hz.

- Si le sélecteur "Time/div." est en position 2 ms (millisecondes) et si l'onde entière occupe 4 carreaux, comme le montre la figure 19, la fréquence est de 1 000 : (2 x 4) = 125 Hz.

- Si le sélecteur "Time/div." est en position 5 µs (microsecondes) et si l'onde entière occupe 6 carreaux, comme le montre la figure 20, la fréquence est de 1 000 : (5 x 6) = 33,33 Hz.

Si nous voulions connaître la fréquence en MHz: 1 : (5 x 6) = 0,033 MHz.

Le Tableau 2 donne, dans la première colonne, les temps du bouton du sélecteur "Time/div." et dans les trois autres colonnes de droite la fréquence quand l'onde entière occupe exactement 1 - 2 - 3 carreaux.

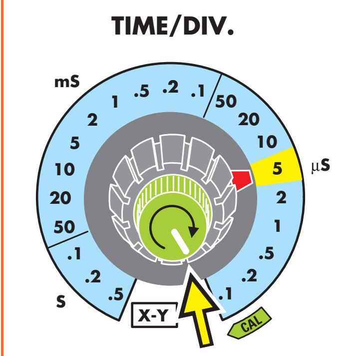


Figure 21: Afin d'éviter toute erreur, avant d'exécuter la moindre mesure de fréquence, vérifiez bien que le petit bouton placé sur le sélecteur "Time/div." est sur CAL. (mesure calibrée).

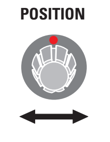


Figure 22: Le bouton POSITION (en haut figure 1) sert à déplacer le tracé horizontalement à l'écran, de droite à gauche et vice versa.

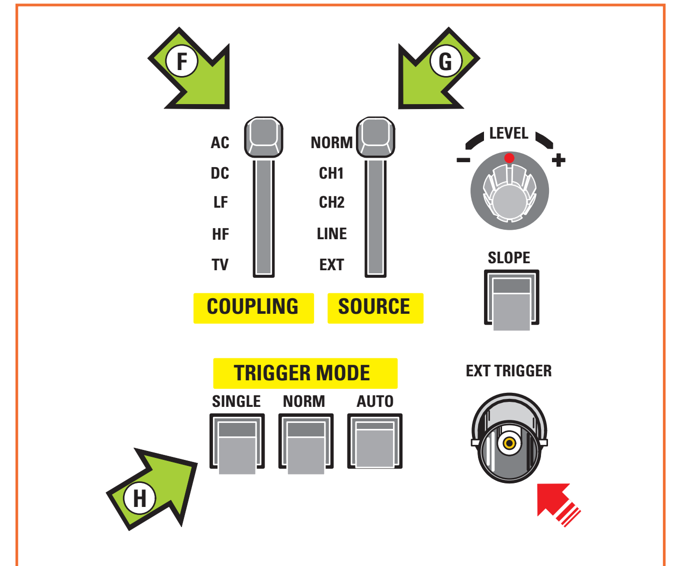


Figure 23: Si le commutateur de "Trigger Source" (flèche G) est sur EXT, pour synchroniser le signal apparaissant à l'écran, il faut appliquer un signal de synchronisme sur le connecteur "EXT. TRIGGER".

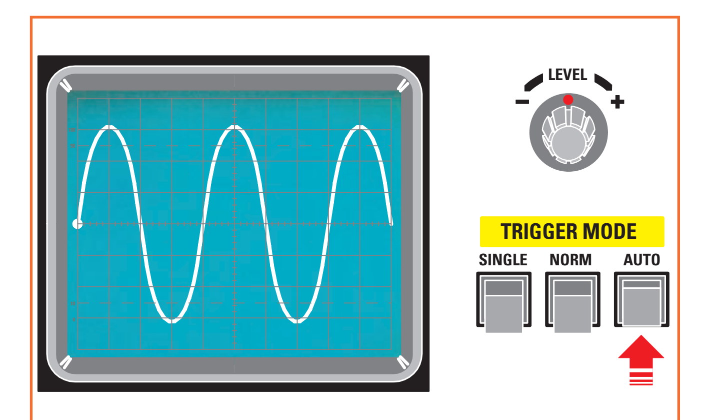


Figure 24: Pour fixer automatiquement le tracé d'un signal, il faut presser le poussoir AUTO du "TRIGGER MODE". Si le tracé ne s'arrête pas, alors on peut agir sur le petit bouton de "LEVEL" en le tournant vers le + ou le – jusqu'à arrêter l'image à l'écran.

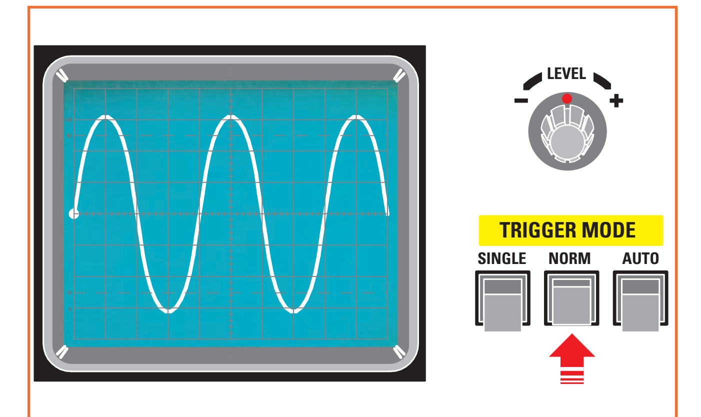


Figure 25: Si l'on presse le poussoir NORMAL, l'oscilloscope synchronise le signal sélectionné dans le Mode, comme le montre la figure 9. Si l'on presse le poussoir CH1, on synchronise le seul signal de CH1. Si l'on presse le poussoir CH2, on synchronise le seul signal de CH2.

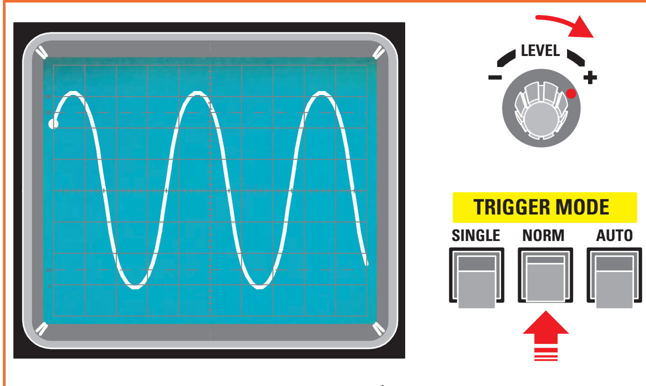


Figure 26: Si l'on maintient pressé le poussoir NORMAL et si on tourne le petit bouton "LEVEL" vers +, on voit le point de départ du signal se déplacer vers le haut. Si, figure 25, le tracé du signal partait du centre de l'écran, maintenant le tracé part de deux carreaux au dessus.

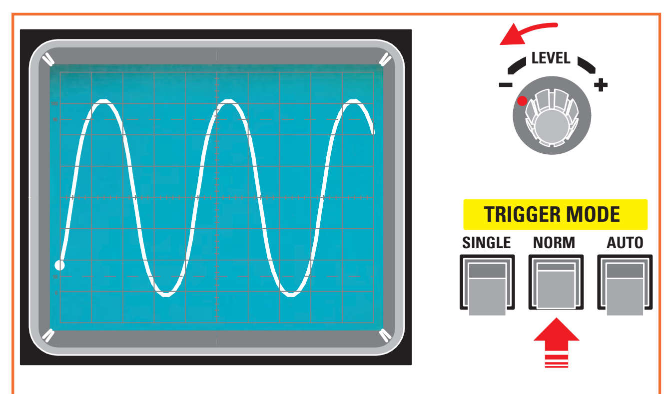


Figure 27: Si l'on maintient pressé le poussoir NORMAL et si on tourne le petit bouton "LEVEL" vers –, on voit le point de départ du signal se déplacer vers le bas. Si, figure 25, le tracé du signal partait du centre de l'écran, maintenant le tracé part de deux carreaux au dessous.

TABLEAU 2 (base de temps et fréquence)

Time/div.	une onde entière occupe		
	1 carreau	2 carreaux	4 carreaux
.5 s	2 Hz	1 Hz	0,5 Hz
.2 s	5 Hz	2,5 Hz	1,25 Hz
.1 s	10 Hz	5 Hz	2,5 Hz
50 ms	20 Hz	10 Hz	5 Hz
20 ms	50 Hz	25 Hz	12,5 Hz
10 ms	100 Hz	50 Hz	25 Hz
5 ms	200 Hz	100 Hz	50 Hz
2 ms	500 Hz	250 Hz	125 Hz
1 ms	1 KHz	500 Hz	250 Hz
.5 ms	2 KHz	1 KHz	500 Hz
.2 ms	5 KHz	2,5 KHz	1,25 KHz
.1 ms	10 KHz	5 KHz	2,5 KHz
50 µs	20 KHz	10 KHz	5 KHz
20 µs	50 KHz	25 KHz	12,5 KHz
10 µs	100 KHz	50 KHz	25 KHz
5 µs	200 KHz	100 KHz	50 KHz
2 µs	500 KHz	250 KHz	125 KHz
1 µs	1 MHz	0,5 MHz	0,25 MHz
.5 µs	2 MHz	1 MHz	0,5 MHz

TIME VARIABLE (régulateur variable du temps): au centre du bouton du sélecteur "Time/div." se trouve toujours un second petit bouton, comme le montre la figure 21, permettant de faire varier, en manuel, la valeur de "Time/div.". Cette commande est utilisée rarement, car en agissant sur ce petit bouton les valeurs de "Time/div." ne correspondent plus et donc, afin d'éviter les erreurs de lecture, faites en sorte que l'index de ce petit bouton soit toujours placé en position CAL (mesure calibrée).

POSITION (position tracé horizontal): ce bouton permet de déplacer le tracé à l'écran de gauche à droite et vice versa, comme l'indique la flèche de la figure 22.

Le "trigger" (déclencheur) dans l'oscilloscope

Le "trigger" dans l'oscilloscope est une commande permettant de bloquer à l'écran le tracé du signal analysé. Sans cette commande, le tracé à l'écran ne serait pas fixe, mais se déplacerait continuellement de gauche à droite et vice versa. Le "trigger" est toujours subdivisé en trois sections séparées, comme le montre la figure 23, qui en face avant sont indiquées:

Trigger Mode (voir flèche H figure 23)
Trigger Coupling (voir flèche F figure 23)
Trigger Source (voir flèche G figure 23).

Même si les commandes de "trigger" peuvent être disposées de manière complètement différente de ce que montre la figure 23, les fonctions sont toujours les mêmes:

TRIGGER MODE (mode de sélection du "trigger" ou déclencheur): cette indication est toujours reportée sur une série d'interrupteurs à poussoirs (flèche H figure 23) ou bien d'inverseurs à leviers ainsi marqués: Auto - Normal - "Single".

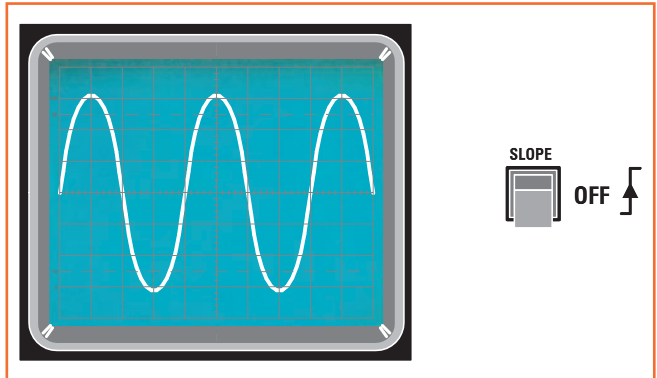


Figure 28: Si le poussoir de "SLOPE" est sur "OFF", soit non enfoncé, le "Trigger" bloque le signal sur son front de montée et vous verrez donc à l'écran le signal partir toujours sur la demie onde positive.

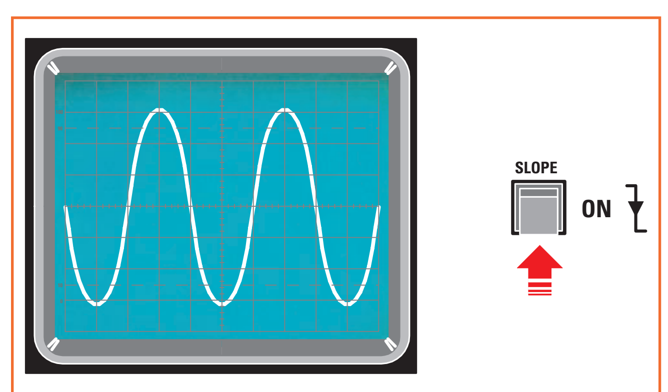


Figure 29: Si le poussoir de "SLOPE" est sur "ON", soit enfoncé, le "Trigger" bloque le signal sur son front de descente et vous verrez donc à l'écran le signal partir toujours sur la demie onde négative.

Auto, signifie automatique: c'est le position la plus utilisée car elle permet de bloquer à l'écran automatiquement le tracé du signal visualisé. Si le tracé à l'écran n'est pas fixe, c'est qu'il n'est pas parfaitement synchronisé et donc, pour le fixer, vous devez agir sur le bouton "Level" (niveau), comme le montre la figure 24.

Normal: c'est une position utilisée seulement pour des mesures particulières car, si l'on applique un signal sur l'entrée, celui-ci n'apparaît pas tout de suite à l'écran. Pour le faire apparaître, il faut tourner le bouton "Level" jusqu'à trouver la position où la flèche apparaît.

Single, signifie balayage simple: c'est une commande utilisée seulement pour photographier des impulsions simples, en effet, si l'on presse ce poussoir on obtient un seul et unique balayage. Précisons que pour effectuer cette photographie, il faut un appareil photo spécial pouvant être fourni par le constructeur.

TRIGGER SOURCE (source du déclencheur): cette commande permet de choisir la source de déclenchement et où l'adresser. Normalement les positions de ce commutateur sont (voir flèche G figure 23): Normal - CH1 - CH2 - Line - Ext.

Normal: le signal de synchronisation est prélevé à l'intérieur de l'oscilloscope. Si l'on applique deux signaux sur les entrées CH1 et CH2, pour synchroniser le signal du canal CH1 nous devons presser dans le "Vertical Mode" le poussoir CH1, comme le montre la figure 9 et pour synchroniser le signal du canal CH2 dans le "Vertical Mode" le poussoir CH2.

CH1: n'est synchronisé, c'est-à-dire fixé, que le tracé du signal appliqué sur CH1 ou entrée X.

CH2: n'est synchronisé, c'est-à-dire fixé, que le tracé du signal appliqué sur CH2 ou entrée Y.

LINE (ligne secteur): pour la synchronisation du signal on utilise la fréquence du secteur 230 V 50 Hz.

EXT (externe): le synchronisme du tracé s'effectue par l'intermédiaire d'un signal externe à appliquer sur le connecteur "EXT. Trigger Input", comme le montre la figure 23.

TRIGGER COUPLING (couplage du déclencheur): cette commande permet de sélectionner un de ces cinq types de couplage: AC - DC - LF - HF - TV (flèche F figure 23):

AC (courant alternatif): le signal à visualiser est relié au "trigger" par un condensateur de façon à éliminer la composante continue.

DC (courant continu): le signal à visualiser est relié directement au "trigger" sans aucun condensateur.

LF ("Low Filter", filtre passe-bas): le signal passe à travers un filtre atténuant les fréquences inférieures à environ 5 kHz. Cette fonction est utilisée pour synchroniser des signaux complexes, pour lesquels il faut éliminer toutes les fréquences inférieures à environ 5 kHz.

HF ("High Filter", filtre passe-haut): le signal passe à travers un filtre atténuant les fréquences supérieures à 50 kHz. Cette fonction est utilisée pour synchroniser des signaux pour lesquels il faut éliminer toutes les fréquences supérieures à environ 50 kHz.

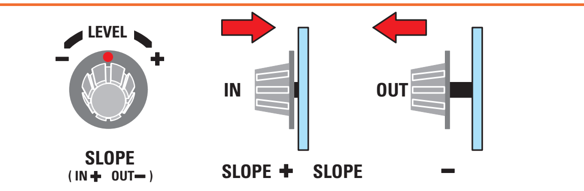


Figure 30: Sur certains oscilloscopes le "SLOPE" est intégré au bouton "LEVEL". Si l'on enfonce le bouton ("IN"), le signal est synchronisé sur le front de montée et si l'on tire le bouton ("OUT"), il l'est sur le front de descente.

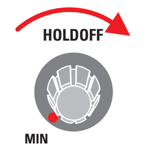


Figure 31: Quand le signal ne peut être synchronisé au moyen du poussoir AUTO, comme le montre la figure 24, alors il faut recourir au bouton "HOLD-OFF".

TV: sert quand il faut se synchroniser sur les formes d'ondes diverses et complexes présentes dans un téléviseur.

TRIGGER LEVEL (niveau du déclencheur): ce bouton, comme le montre la figure 24, est doté d'un index pouvant se placer en position centrale, à gauche (signe –) ou à droite (signe +). Pour utiliser cette commande, il faut que le "Trigger Mode" soit en position Normal, comme le montre la figure 25. En tournant le bouton "Level", on peut faire varier le point de synchronisation sur le signal. Si le bouton est au centre, la synchronisation du signal se produit au moment où le signal passe par zéro, comme le montre la figure 25. En tournant le bouton vers le signe +, on déplace le point de synchronisation vers le haut, comme le montre la figure 26. Si on le tourne vers le signe –, on le déplace vers le bas, comme le montre la figure 27.

SLOPE (pente): la fonction "Slope" permet de synchroniser le déclencheur sur le front de descente ou sur le front de montée du signal à visualiser, comme le montrent les figures 28 et 29. Sur certains oscilloscopes la fonction est activée par un poussoir, comme le montrent les figures 28 et 29.

Quand le poussoir est relâché, l'oscilloscope se synchronise sur le front de montée et quand il est pressé sur le front de descente. Parfois, à côté du poussoir sont indiqués le symbole du front de montée et celui du front de descente associés au mot "IN" (pressé) ou au mot "OUT" (relâché).

Sur certains oscilloscopes vous pouvez trouver la commande de la fonction "Slope" avec le bouton "Level", comme le montre la figure 30. Dans ce cas, en tournant le bouton vers la gauche ou vers la droite, la valeur du "Level" varie et la fonction "Slope" est activée en tirant vers l'extérieur ou en poussant vers l'intérieur ledit bouton. Une indication est présente sous le bouton pour mentionner les deux fonctions du "Slope" et précisément:

IN+: signifie qu'en enfonçant le bouton (IN) on synchronise le signal sur le front de montée ou positif du signal,

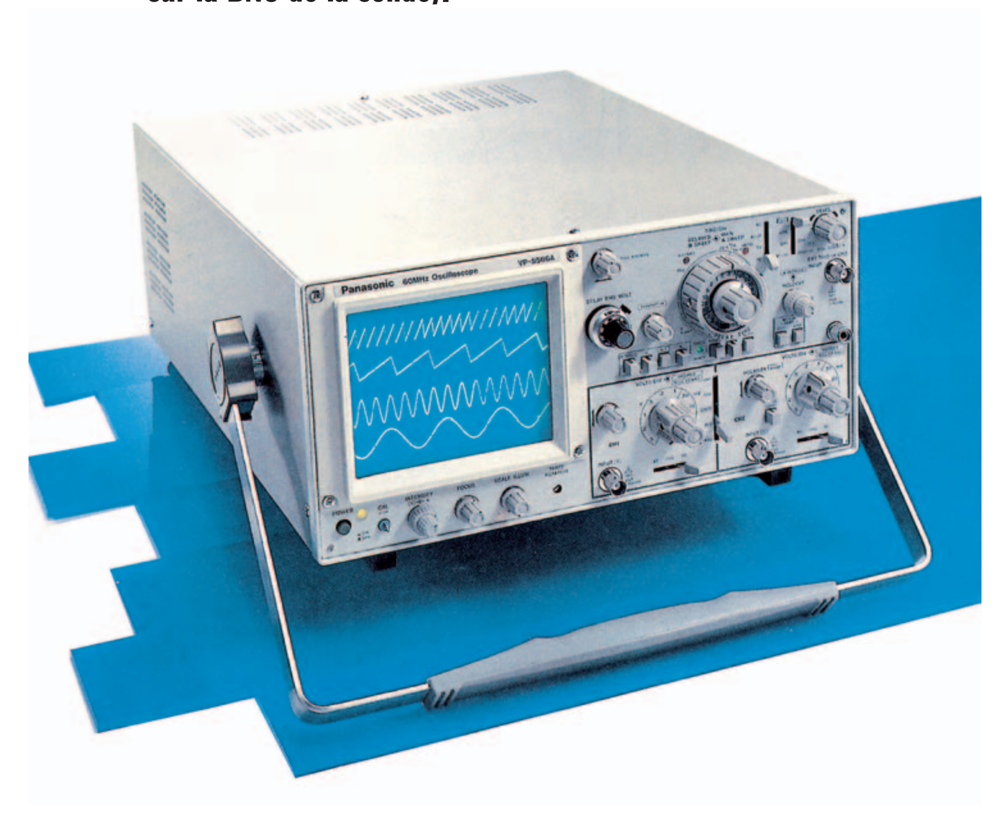
OUT–: signifie qu'en tirant le bouton (OUT) on synchronise le signal sur le front de descente ou négatif du signal.

HOLD OFF (arrêt image): ce bouton est utilisé pour arrêter l'image sur l'écran lorsque le signal à analyser est particulièrement complexe. Normalement il est sur la position indiquée min, comme le montre la figure 31. Quand il n'est pas possible d'arrêter l'image du signal par l'intermédiaire du poussoir Auto et du bouton "Level", comme le montre la figure 24, on a recours à la commande "Hold-off": dans ce cas, on part de la position min et on commence à tourner progressivement le bouton de "Hold-off" jusqu'à obtenir à l'écran l'image fixe du signal.

Comment utiliser l'oscilloscope

Comment mesurer des tensions continues avec l'oscilloscope

Habituellement, pour mesurer les tensions continues Vcc (ou VDC) on se sert d'un multimètre, mais peut-être ne savez-vous pas qu'il est possible d'utiliser votre oscilloscope pour mesurer, avec une excellente précision, la valeur d'une tension, décimales comprises : cette Leçon est consacrée à ce type de mesure (nous vous y apprendrons, entre autre, à régler le petit ajustable situé sur la BNC de la sonde).



Après vous avoir enseigné, dans la première partie de cette Leçon, les fonctions remplies par les diverses commandes de la face avant de tout oscilloscope classique, nous allons poursuivre dans la deuxième par la description d'un de ses accessoires essentiel appelé sonde (voir figure 1).

La sonde

En face avant de tout oscilloscope se trouvent deux BNC femelles (voir figure 4) notées CH (pour "channel", canal) :

CH1 = entrée axe X
CH2 = entrée axe Y

servant à entrer avec le signal que nous désirons visualiser à l'écran ; ces connecteurs reçoivent (bien sûr) les BNC mâles situées au bout du câble coaxial de la sonde. Bien qu'extérieure à l'oscilloscope proprement dit, la sonde en est une partie intégrante.

Comme le montre la figure 3, elle est constituée d'une pointe de touche sur laquelle on clipse un capuchon pourvu d'un crochet ou d'une pince servant à s'accrocher à un picot (par

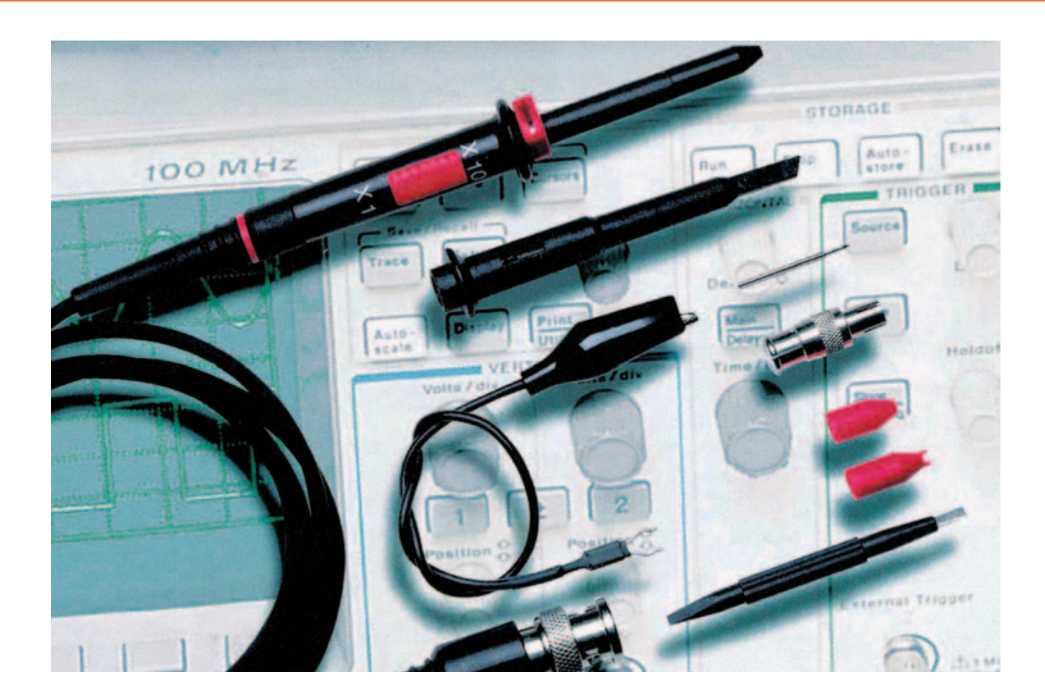


Figure 1 : Quand vous achetez un oscilloscope on vous fournit une sonde pouvant avoir une atténuation x1 (pas d'atténuation ou atténuation nulle, le signal sur la pointe de touche est égal au signal arrivant à l'entrée de l'oscilloscope) ou x10 (atténuation par dix, le signal sur la pointe de touche a une amplitude dix fois supérieure au signal arrivant à l'entrée de l'oscilloscope) ou encore les deux, commutables à l'aide d'un petit inverseur x1-x10 (voir figure 23).

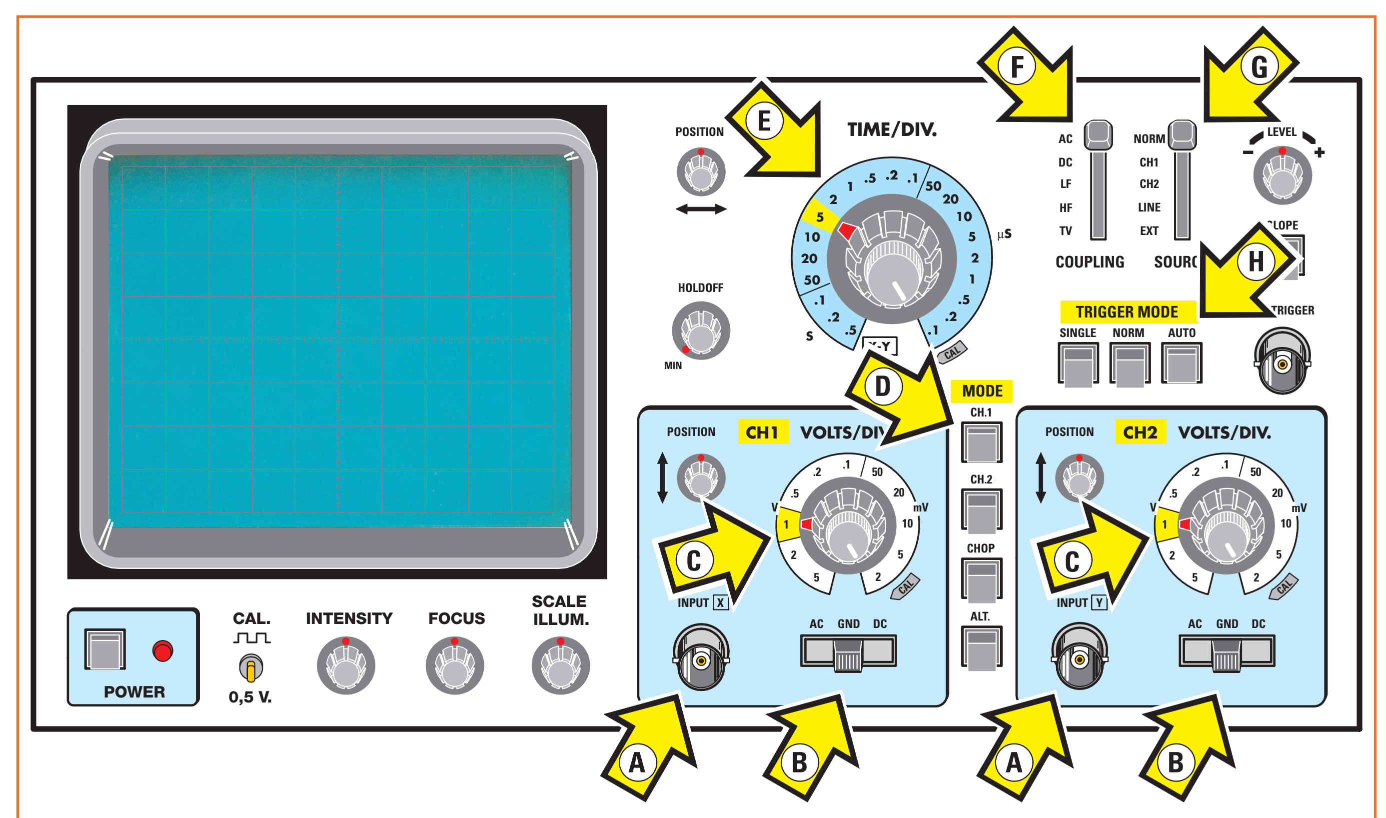


Figure 2 : Face avant d'un oscilloscope standard. Les flèches lettrées indiquent les fonctions.

A = connecteurs BNC d'entrée pour le CH1 comme pour le CH2
B = sélecteur pour coupler le signal d'entrée en AC-GND-DC (figure 12)
C = sélecteur pour faire varier la sensibilité d'entrée du canal CH1 et du canal CH2
D = poussoirs pour sélectionner séparément le canal CH1-CH2 ou les deux
E = sélecteur de "Time/div." ou base de temps (figure 15 et Tableau 2)
F = sélecteur pour le choix du couplage du "Trigger Coupling"
G = sélecteur pour choisir la source du "Trigger" et où l'adresser
H = sélecteur pour sélectionner la fonction Auto-Normal-"Single" du "Trigger".

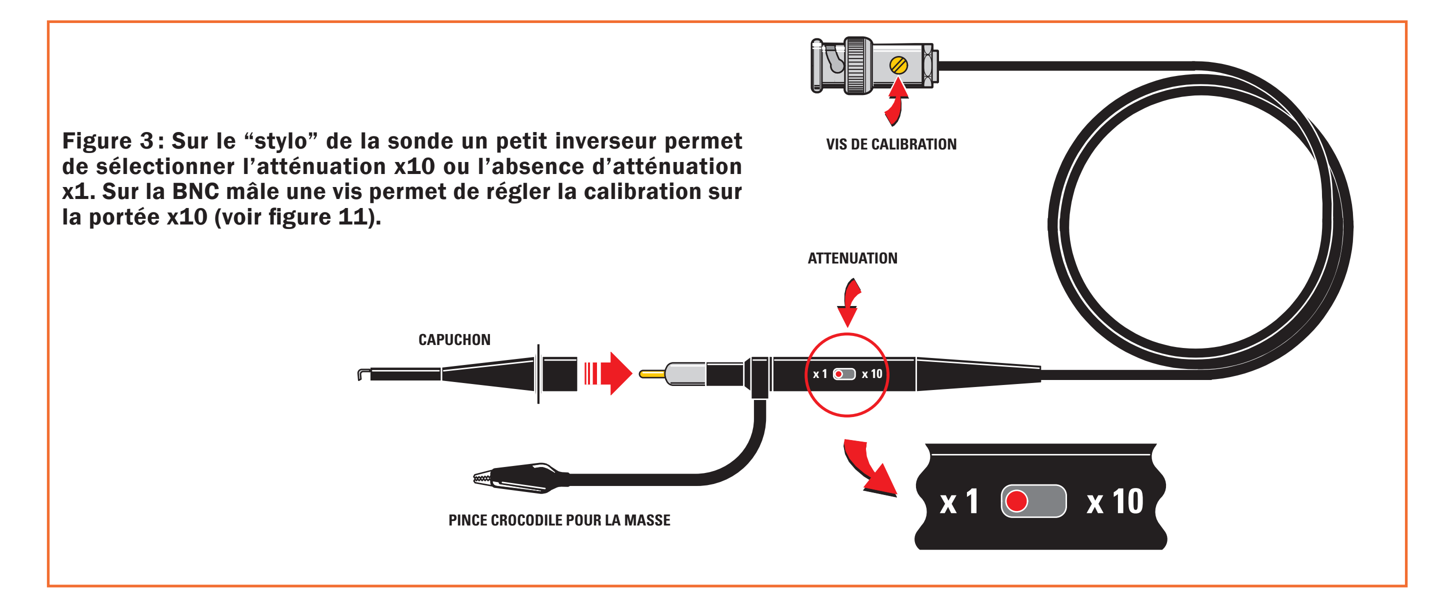


Figure 3 : Sur le "stylo" de la sonde un petit inverseur permet de sélectionner l'atténuation x10 ou l'absence d'atténuation x1. Sur la BNC mâle une vis permet de régler la calibration sur la portée x10 (voir figure 11).

exemple un point de test PT) ou une extrémité de composant (par exemple une queue de résistance ou de condensateur, etc.) pour y prélever le signal. La pointe de touche est reliée à la BNC mâle au moyen du câble coaxial souple de un mètre et demi de longueur et un petit morceau de fil isolé assorti d'une pince croco sort sur le côté de la pointe (relié à la tresse de masse il permet la connexion à la masse du circuit à tester). Bien sûr, si l'on oublie de fixer cette pince crocodile à un point du circuit relié à la masse, la sonde ne fonctionnera pas et on ne pourra effectuer aucune mesure ! Quand vous avez acheté votre oscilloscope (où quand cela vous arrivera), on vous a donné une sonde standard x1 : donc l'amplitude du signal appliqué sur la pointe de touche arrive sur l'entrée de l'oscilloscope telle quelle (sans subir aucune atténuation).
Mais on trouve, en option, d'autres types de sondes présentant, elles, des atténuations du signal : x10 ou x1 - x10. Une sonde x1 (voir figure 5) achemine vers l'entrée de l'oscilloscope un signal non atténué, c'est-à-dire dont l'amplitude est restée inchangée. Une sonde x10 (voir figure 6) achemine un signal dont l'amplitude est dix fois moindre (atténuation par 10) : pour cela on a inséré dans la sonde une résistance de 9 M, si bien que l'impédance d'entrée de l'oscilloscope n'est plus de un mégohm mais de 1+ 9 = 10 M. Rappelons que l'impédance d'entrée standard d'un oscilloscope est d'un mégohm.

La sonde x1 - x10 (voir figure 7) est dotée d'un petit inverseur (voir figure 3) : en position x1 le signal n'est pas atténué et en position x10 son amplitude est divisée par dix. C'est une sonde assez universelle d'emploi car, si le signal n'est que de quelques millivolts, on la met en position x1 et, s'il est par exemple de 40 Vpp (tension faisant sortir la trace de l'écran), on met l'inverseur sur x10.

Avant d'effectuer une mesure, il faut donc toujours regarder si l'inverseur est sur x1 ou x10 et le disposer en fonction de l'amplitude que l'on s'attend à mesurer : si vous voulez par exemple mesurer la tension alternative 50 Hz sortant du secondaire d'un transformateur, si vous avez disposé le sélecteur de l'oscilloscope :

Time/div en position **5 millisecondes**
CH1- axe X en position **2 V/div**

et si l'écran visualise une onde sinusoïdale atteignant 4 carreaux (voir figure 8), si l'inverseur est sur x1 vous obtiendrez un signal de 4 x 2 = 8 Vpp, alors que s'il est sur x10 elle ne dépassera pas le demi carreau (voir figure 9).

Pour visualiser un signal de la même amplitude que celle que nous avions avec l'inverseur sur x1, nous devons placer le bouton V/div de l'oscilloscope sur 0,2 Vpp au lieu de 2 Vpp (voir figure 10). Nous avons exprimé la valeur en Vpp car, lorsque nous visualisons un signal alternatif, nous mesurons toujours la valeur entre le pic maximal négatif et le pic maximal positif (voir la Leçon à venir concernant la mesure des signaux alternatifs).

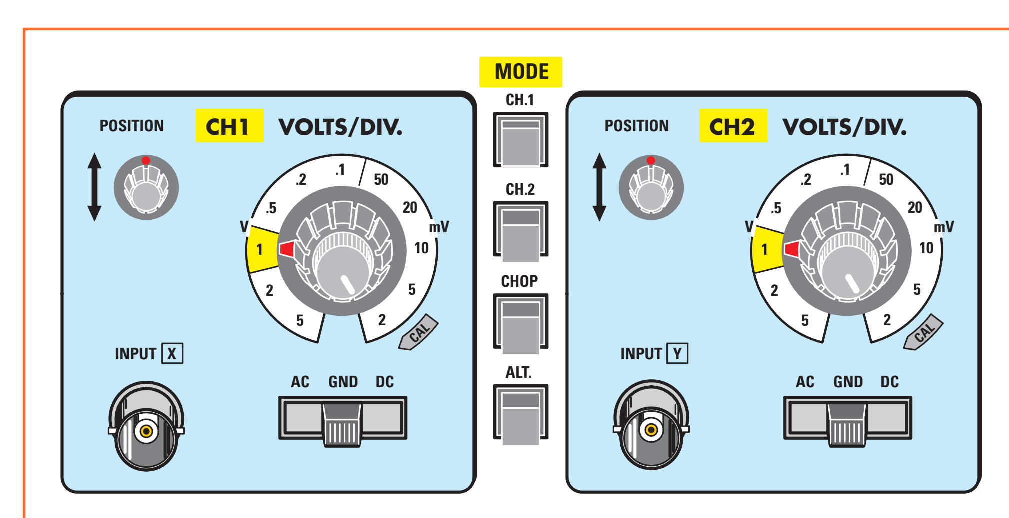


Figure 4 : En face avant, sur tous les oscilloscopes, se trouvent deux connecteurs d'entrée femelles CH1 input X et CH2 input Y recevant les BNC mâles des sondes (voir figure 3).



Figure 5 : Si votre sonde ne comporte que l'indication x1, le signal acheminé à l'entrée de l'oscilloscope a la même amplitude que celui présent sur la pointe de touche.

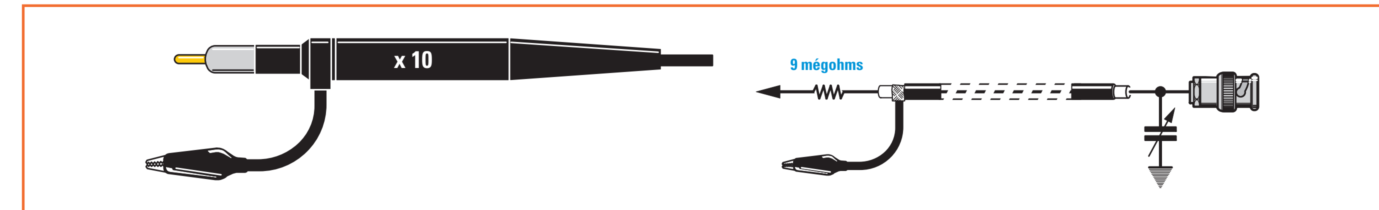


Figure 6 : Si votre sonde comporte l'indication x10, le signal acheminé à l'entrée de l'oscilloscope a une amplitude dix fois inférieure à celui présent sur la pointe de touche.

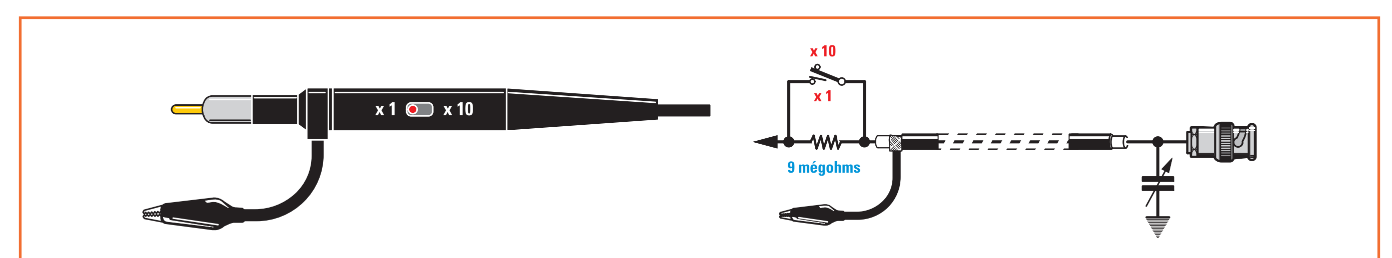


Figure 7 : Si votre sonde comporte les deux indications x1-x10 et un inverseur permettant de commuter ces deux portées, le signal acheminé à l'entrée de l'oscilloscope aura (en position x1) la même amplitude que celui présent sur la pointe de touche ou bien sera (en position x10) atténué d'un facteur dix.

La calibration de la sonde

Sur la face avant de tout oscilloscope se trouve un petit picot (voir figure 11) repéré par l'abréviation CAL et servant à régler l'ajustable situé dans la BNC mâle de l'extrémité des sondes x10 ou x1-x10. De ce picot sort un signal carré de 1 kHz (normalement) dont l'amplitude varie selon la marque et le modèle de l'oscilloscope (0,2 Vpp ou 0,5 Vpp ou même 2 Vpp). Supposons que votre oscilloscope présente au point CAL une valeur de 0,5 Vpp ; vous devrez positionner :

- le sélecteur CH1 sur 0,1 V/div
- le sélecteur Time/div sur 0,2 milliseconde
- l'inverseur de la sonde sur x1
- le sélecteur AC-GND-DC sur AC
- l'inverseur Trigger Mode sur Auto (voir figure 17)
- l'inverseur Trigger Source sur NORM (voir figure 17)
- l'inverseur Vertical Mode sur CH1 (voir figure 17).

Connectez la sonde au point CAL : à l'écran deux signaux carrés apparaissent, atteignant une amplitude de 5 carreaux, comme le montre la figure 12.

Si vous mettez l'inverseur de la sonde sur x10, l'amplitude est divisée par dix et donc, pour le visualiser à nouveau avec la même amplitude, il faudrait placer le sélecteur CH1 sur 10 mV/div (voir figure 13).

Ainsi les ondes carrées seront parfaites. Si en revanche vous les voyez déformées, comme le montrent les figures 14 et 15, tournez avec un petit tournevis la vis d'ajustement (ou de compensation, les deux se dit ou se disent ma foi), bref la vis de calibration de la sonde (voir figure 11) jusqu'à ce qu'elles soient impeccables.

Si vous ne voyez aucune onde carrée

Si, bien que vous ayez placé le sélecteur de CH1 sur 0,1 V/div, ou bien sur 10 mV/div et l'inverseur de la sonde sur x10, vous ne voyez aucune onde carrée à l'écran, vous devez contrôler que les commandes sont sur les bonnes positions :

(Vertical) MODE = sous cette indication vous trouvez des poussoirs disposés verticalement (voir figure 4). Pour visualiser les ondes carrées, pressez le poussoir CH1.

Attention, ces poussoirs MODE peuvent se trouver aussi bien ailleurs sur la face avant (tout dépend du modèle d'oscilloscope que vous possédez).

Trigger MODE = sous cette indication vous trouvez des poussoirs placés horizontalement, comme le montre la figure 17. Pour visualiser les ondes carrées, pressez le poussoir AUTO.

Trigger SOURCE = sur cette indication vous trouvez un sélecteur, comme le montre la figure 17 : ce sélecteur est à placer sur NORM (normal). Attention, à la place de NORM on peut trouver INT (internal).

Une sonde économique

Les sondes pour oscilloscope étant très chères, vous vous demandez sans doute s'il est possible de les construire soi-même. Eh bien oui, on le peut, en utilisant du câble

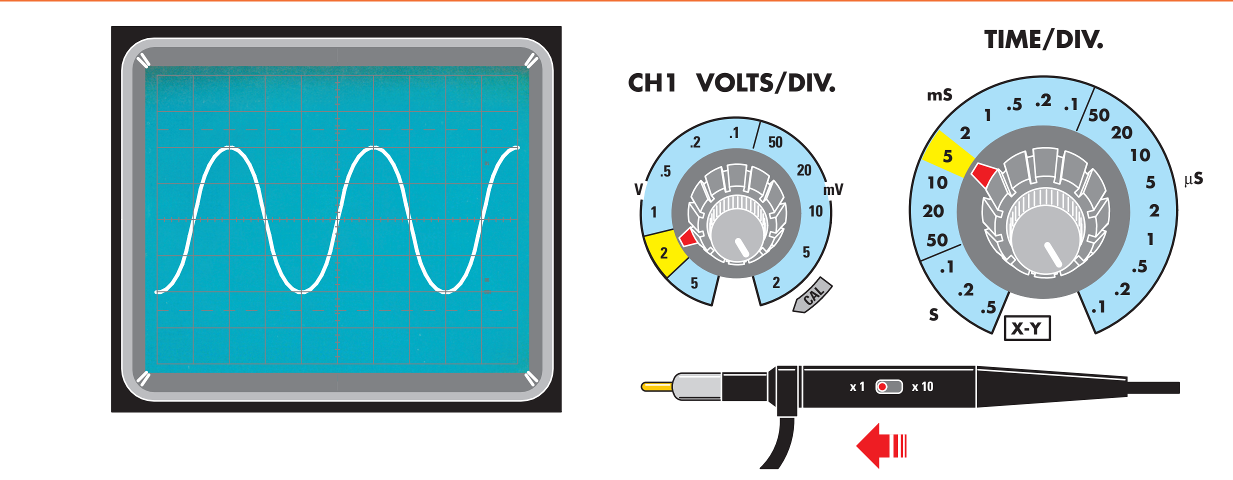


Figure 8 : Si l'écran visualise un signal sinusoïdal atteignant une amplitude de 4 carreaux est si le bouton V/div est sur 2 V/div, l'amplitude du signal est de 4 x 2 = 8 Vpp.

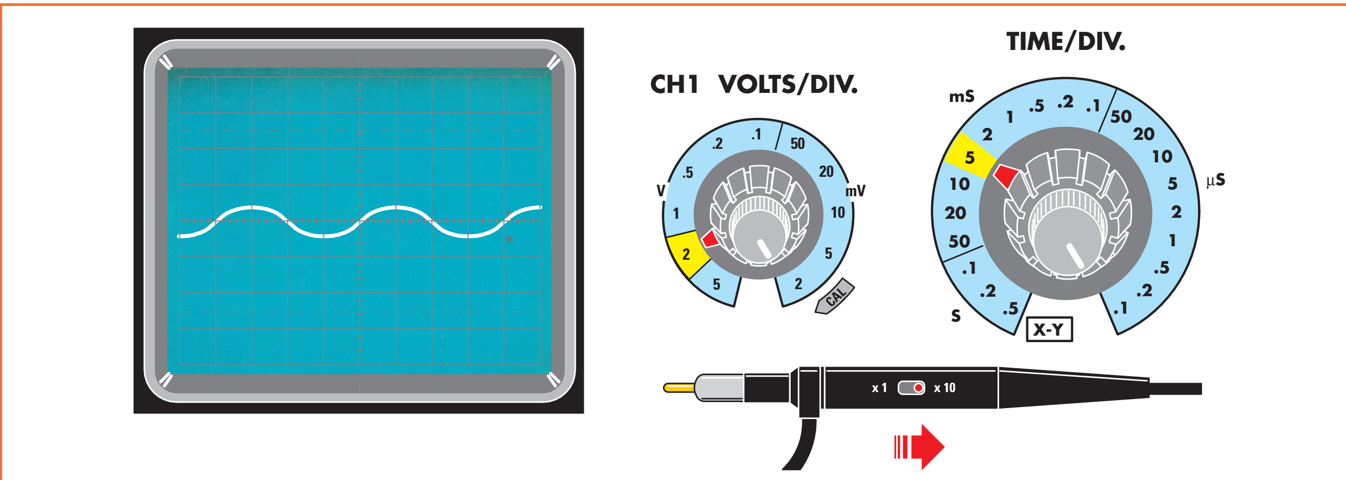


Figure 9 : Si l'amplitude du signal est inférieure à un demi carreau, vérifiez que l'inverseur de la sonde n'est pas en position x10 (si c'est le cas, mettez-le sur x1).

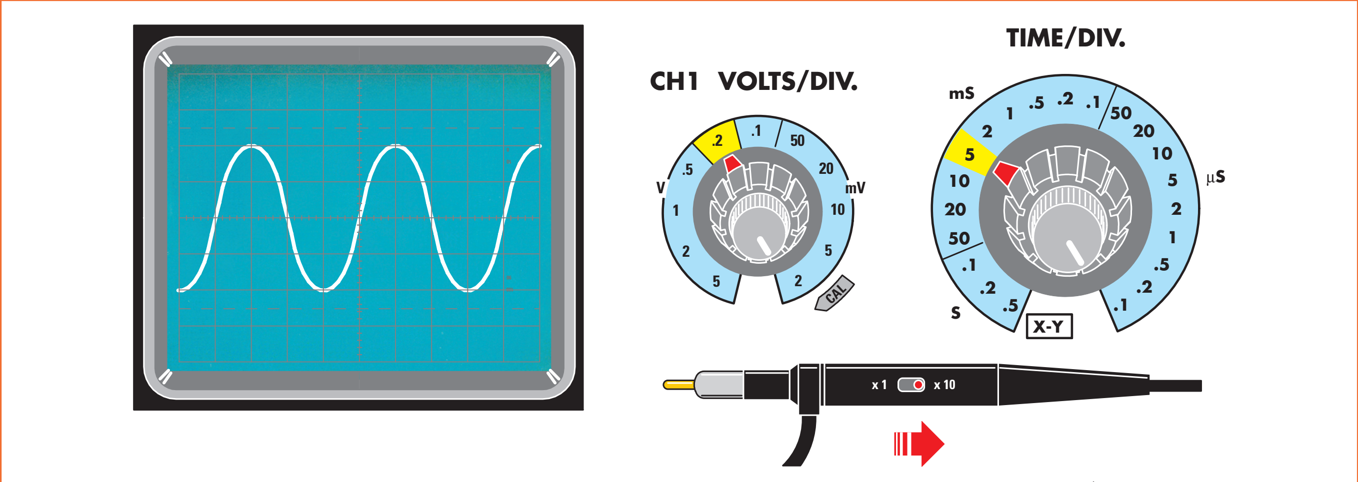


Figure 10 : Si l'inverseur de la sonde est sur x10, pour visualiser encore 4 carreaux, vous devez déplacer le bouton V/div de 2 V/div vers 0,2 V/div.

coaxial fin et souple, une BNC mâle et une banale pointe de touche !

A condition toutefois de ne pas omettre de relier à la tresse de blindage du câble coaxial, au voisinage immédiat de la pointe, un morceau de fil isolé terminé par une pince croco (avec laquelle vous mordrez un point de masse du circuit en examen).

Mesure des tensions continues

Comme tous les oscilloscopes ont un amplificateur à gain parfaitement calibré dont la sensibilité peut être modifiée par le bouton V/div, ils peuvent mesurer les tensions continues aussi bien qu'un voltmètre cc. Avant de mesurer ces tensions, vous devez disposer les commandes ainsi :

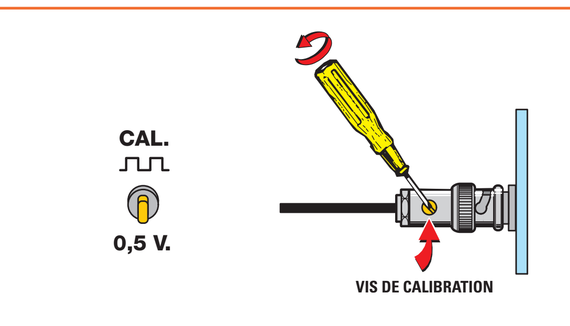


Figure 11 : En face avant de tout oscilloscope se trouve un picot (ou point test) CAL d'où sort un signal carré servant à régler la petite vis de calibration située dans la BNC mâle de la sonde (voir figure 3).

Trigger MODE = sous cette indication vous devez presser le poussoir AUTO (voir figure 17).

Trigger SOURCE = près de cette indication vous trouvez un sélecteur (voir figure 17) que vous devez placer sur NORM (INT sur certains appareils).

Time/div = placez ce bouton sur 1 milliseconde (voir figure 18). Mais pourquoi placer Time/div sur 1 milliseconde alors que nous allons mesurer une tension continue ? Eh bien, cela permet d'avoir une trace horizontale parfaitement continue à l'écran.

(Vertical) MODE = près de cette indication se trouvent des poussoirs (presque toujours verticaux, voir figure 17) servant

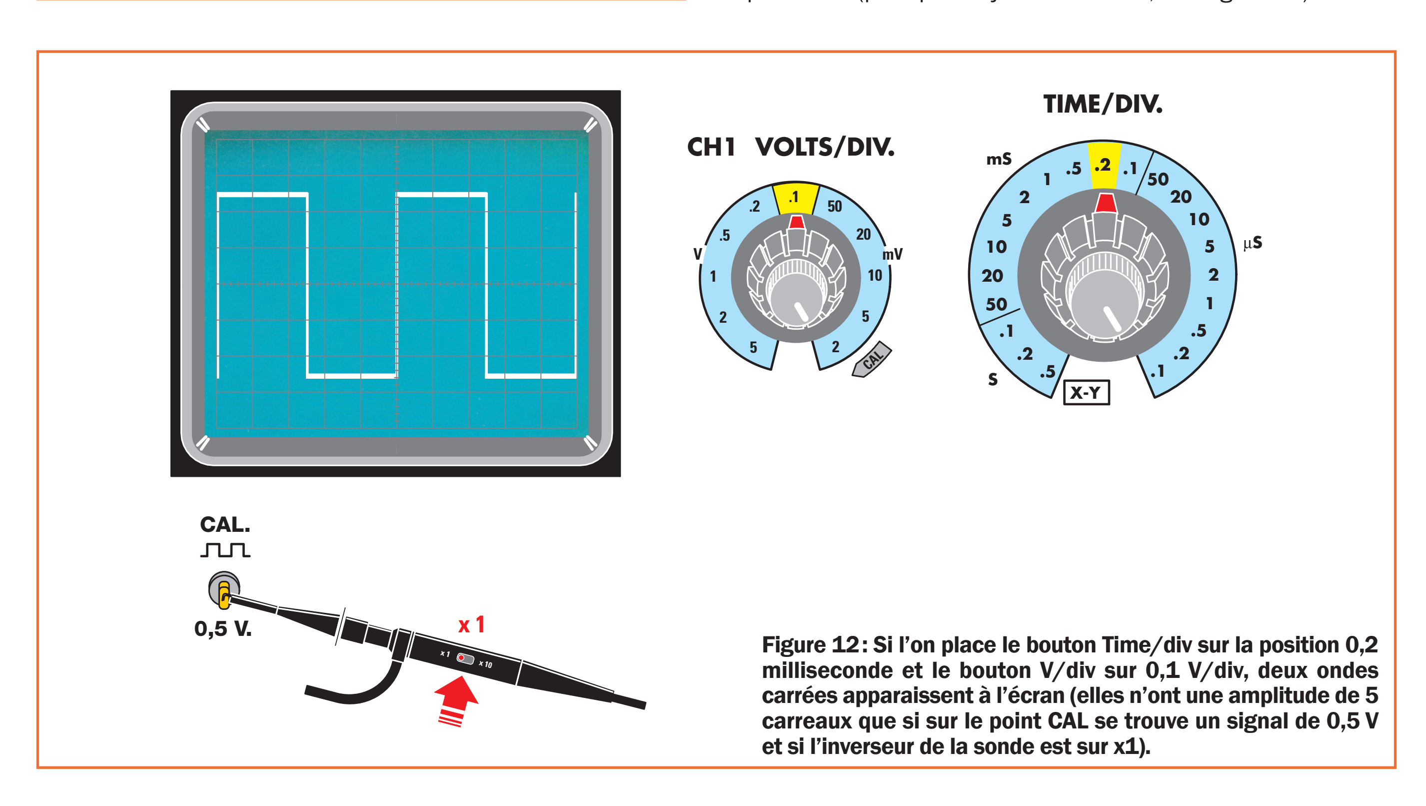


Figure 12 : Si l'on place le bouton Time/div sur la position 0,2 milliseconde et le bouton V/div sur 0,1 V/div, deux ondes carrées apparaissent à l'écran (elles n'ont une amplitude de 5 carreaux que si sur le point CAL se trouve un signal de 0,5 V et si l'inverseur de la sonde est sur x1).

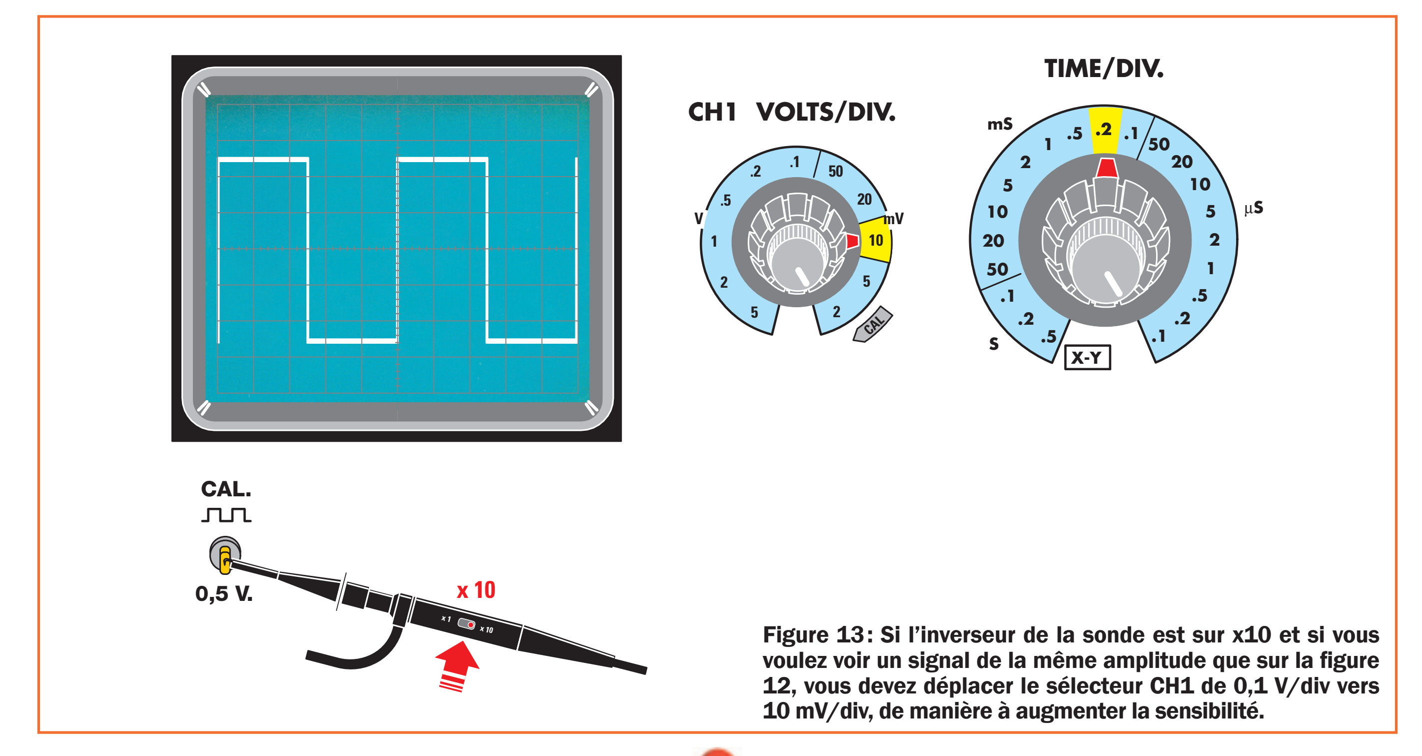


Figure 13 : Si l'inverseur de la sonde est sur x10 et si vous voulez voir un signal de la même amplitude que sur la figure 12, vous devez déplacer le sélecteur CH1 de 0,1 V/div vers 10 mV/div, de manière à augmenter la sensibilité.

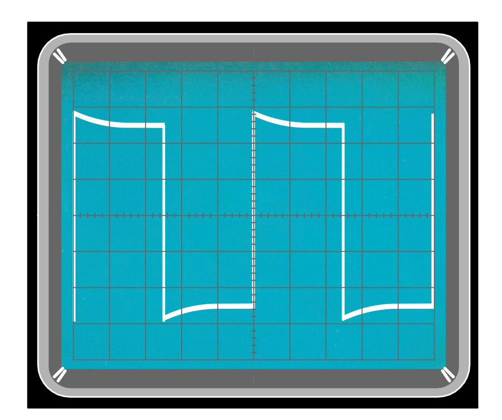


Figure 14 : Si vous connectez la sonde au point CAL, vous visualiserez des ondes carrées déformées (en réglant la vis de calibration avec un tournevis, vous obtiendrez un signal parfait).

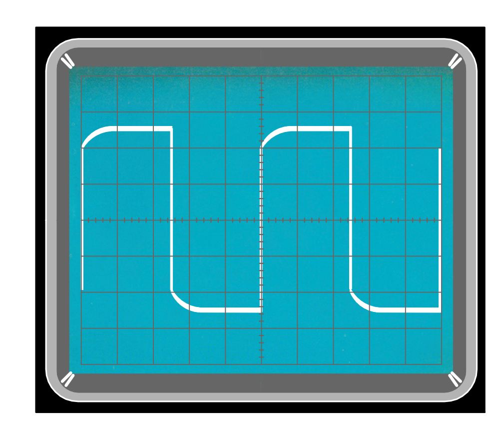


Figure 15 : Si vous tournez trop rapidement la vis de réglage, le signal sera déformé de manière différente (il conviendra de revenir tout doucement en arrière pour obtenir un signal carré parfait).

à sélectionner l'entrée de l'oscilloscope que nous voulons utiliser : nous avons choisi CH1, entrée utilisée pour ces mesures.

Sélecteur AC-GND-DC = ce sélecteur, correspondant à l'entrée CH1, est placé initialement sur GND (voir figure 21) afin de court-circuiter l'entrée.

Bouton déplacement vertical = ce petit bouton est à manœuvrer de manière à positionner la trace horizontale au centre de l'écran. Dans cette position nous pouvons mesurer n'importe quelle tension continue, même si nous ne savons pas si sa polarité est positive ou négative. Si, après avoir placé le sélecteur de CH1 sur DC (tensions continues, voir figure 22), nous exécutons une mesure de tension et nous voyons que la trace horizontale se déplace vers le haut, nous pouvons être assuré que la tension présente sur la pointe de touche est positive ; en revanche si la trace horizontale se déplace vers le bas, la polarité de la tension sur la pointe de touche est négative (voir figure 23).

Sélecteur V/div de CH1 = si nous connaissons approximativement la tension que nous devons mesurer, positionons tout de suite le bouton V/div en pensant que, la trace horizontale étant au centre, nous ne disposons que de quatre carreaux pour les tensions positives et quatre pour les négatives. Si nous ne la connaissons pas, plaçons le bouton V/div sur 5 V/div.



Figure 16 : Si la face avant de votre propre oscilloscope n'est pas exactement identique à celle-ci, elle comportera néanmoins forcément les mêmes commandes (décrites dans cette Leçon).

Attention, avant d'effectuer une mesure, contrôlez toujours que le petit bouton situé sur le sélecteur V/div est sur la position CAL, comme le montre la figure 24, sinon vous risquez de faire une erreur de mesure.

Un exemple de mesure cc

Supposons par exemple que nous voulions mesurer une tension de 9 V. Nous savons déjà quelle est la valeur maximale de la tension à mesurer : plaçons le sélecteur d'entrée V/div de CH1 sur 5 V/div (voir figure 25).

Le choix de cette portée implique que chaque carreau vertical correspond à 5 V si l'inverseur de la sonde est sur x1. Avant de mesurer une tension, pensez bien à déplacer le levier du sélecteur AC-GND-DC de GND vers DC, c'est-à-dire tensions continues (voir figure 22). En mesurant la tension d'une pile de 9 V, nous voyons la trace horizontale se déplacer vers le haut de :

9 : 5 = 1,8 carreau (voir figure 26).

Pour trouver les décimales

Si à la place d'une pile de 9 V nous en prenons maintenant une autre légèrement déchargée, dont la tension n'est plus que de 8,8 V ou 8,5 V, il va nous falloir évaluer précisément sa tension avec les décimales. Pour cela nous allons utiliser la croix graduée située au centre de l'écran : elle subdivise chaque carreau (verticalement comme horizontalement) en cinq parties (nous ne voyons que quatre traits car le cinquième est confondu avec la limite du carreau, voir figure 19).

En fonction de la portée choisie avec le bouton V/div, chacune de ces parties aura la valeur indiquée dans le Tableau 1 figure 20.

Attention, si l'inverseur de la sonde est sur x10, la valeur de chaque partie est multipliée par dix.

Si nous mesurons une pile de 9 V parfaitement chargée avec le sélecteur d'entrée CH1 sur 5 V/div (voir figure 25), la trace horizontale se déplace vers le haut d'un carreau complet, ce qui correspond à une tension de 5 x 1 = 5 V, plus 4 parties

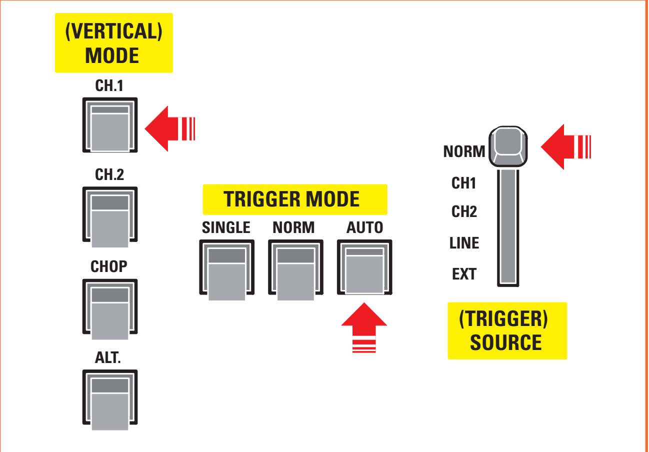


Figure 17: Si vous utilisez l'entrée CH1, pressez le poussoir CH1 en Vertical Mode, puis le poussoir Auto en Trigger Mode et enfin placez le levier de Trigger Source sur Normal.

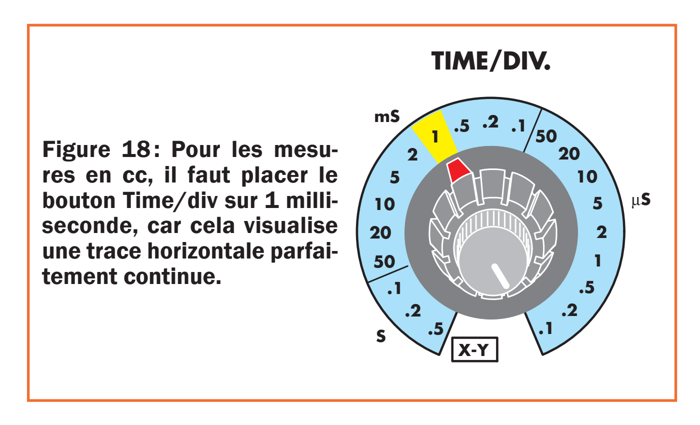


Figure 18: Pour les mesures en cc, il faut placer le bouton Time/div sur 1 milliseconde, car cela visualise une trace horizontale parfaitement continue.

(ces dernières étant les décimales). Si nous regardons sur le Tableau 1, nous voyons que la quatrième partie vaut 4 V, ce qui fait bien : 5 + 4 = 9 V.

Si nous mesurons maintenant la même pile de 9 V avec le sélecteur de CH1 sur 2 V/div (voir figure 26), nous voyons la trace horizontale se déplacer vers le haut de 4 carreaux complets, ce qui correspond à une tension de 4 x 2 = 8 V, plus 2,5 parties (ce sont des décimales).

Si nous regardons sur le Tableau 1 nous voyons que la deuxième partie vaut 0,8 V et la troisème 1,2 V : si on fait la somme de ces deux dernières valeurs et si on divise par deux on obtient (0,8 + 1,2) : 2 = 1 V et en ajoutant à la valeur “pleine” de 8 V, cela fait bien : 5 + 4 = 9 V.

Si on ne dispose pas du Tableau 1

Le Tableau 1 nous permet de connaître directement la tension de chaque partie du carreau en fonction de la position du sélecteur d'entrée CH1. Si nous ne l'avons pas sous les yeux, nous pouvons nous en tirer très bien grâce à un petit “truc” : il suffit de se souvenir que toutes les décimales doivent être multipliées par 5. En voici deux exemples.

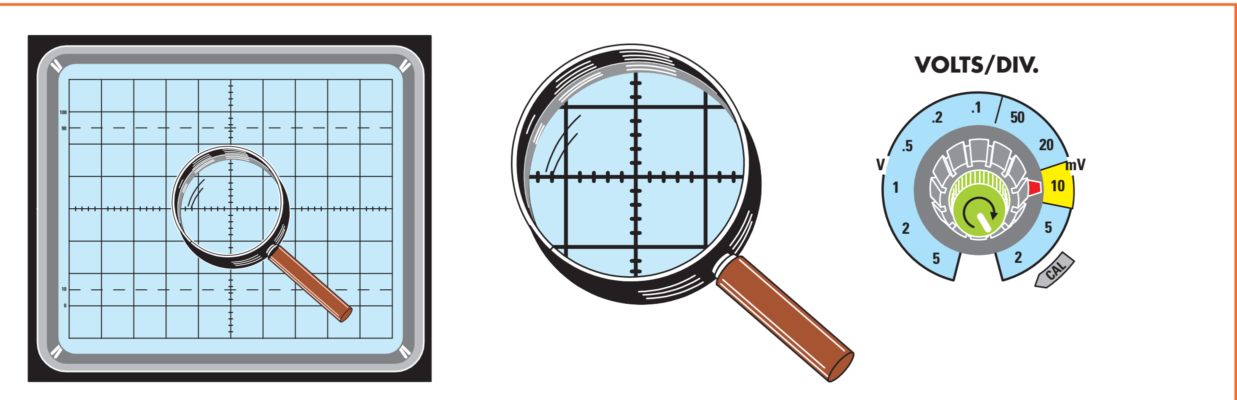


Figure 19 : La croix graduée située au centre de l'écran permet d'évaluer les décimales d'une tension. En effet, chaque carreau est verticalement divisé en 5 parties. En fonction du réglage du bouton V/div, chaque partie vaut une tension qu'indique le Tableau 1 ci-après (voir figure 20).

V/div	1° partie	2° partie	3° partie	4° partie	5° partie
2 mV	0,4 mV	0,8 mV	1,2 mV	1,6 mV	2,0 mV
5 mV	1,0 mV	2,0 mV	3,0 mV	4,0 mV	5,0 mV
10 mV	2,0 mV	4,0 mV	6,0 mV	8,0 mV	10 mV
20 mV	4,0 mV	8,0 mV	12 mV	16 mV	20 mV
50 mV	10 mV	20 mV	30 mV	40 mV	50 mV
0,1 V	0,02 V	0,04 V	0,06 V	0,08 V	0,1 V
0,2 V	0,04 V	0,08 V	0,12 V	0,16 V	0,2 V
0,5 V	0,1 V	0,2V	0,3 V	0,4 V	0,5 V
1 V	0,2 V	0,4 V	0,6 V	0,8 V	1,0 V
2 V	0,4 V	0,8 V	1,2 V	1,6 V	2,0 V
5 V	1,0 V	2,0 V	3,0 V	4,0 V	5,0 V

Figure 20 : Ce Tableau donne la valeur de chaque partie de la croix située au centre de l'écran. Attention, si l'inverseur de la sonde est sur x10, toutes les valeurs doivent être multipliées par dix.

Figure 21 : Avant d'effectuer une mesure de tension continue, nous vous conseillons de placer le levier du sélecteur AC-GND-DC sur GND et de tourner ensuite le bouton Position jusqu'à ce que la trace se place exactement au centre de l'écran.

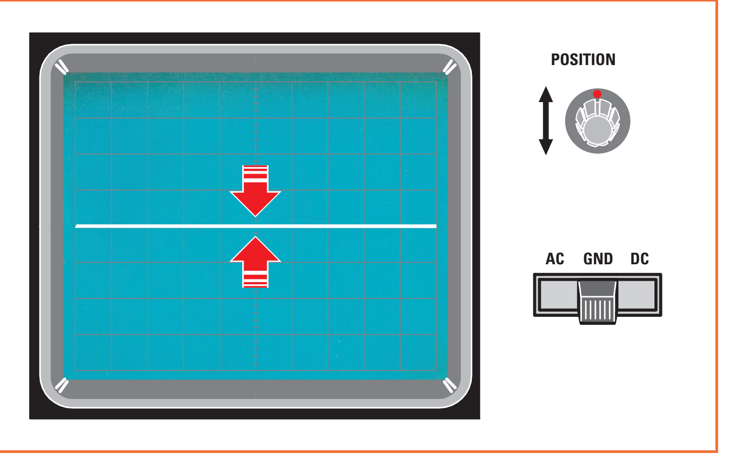


Figure 22 : Quand ceci est fait (voir figure 21), vous pouvez mettre le sélecteur sur DC et si la trace se déplace vers le haut, c'est que la tension appliquée est positive.

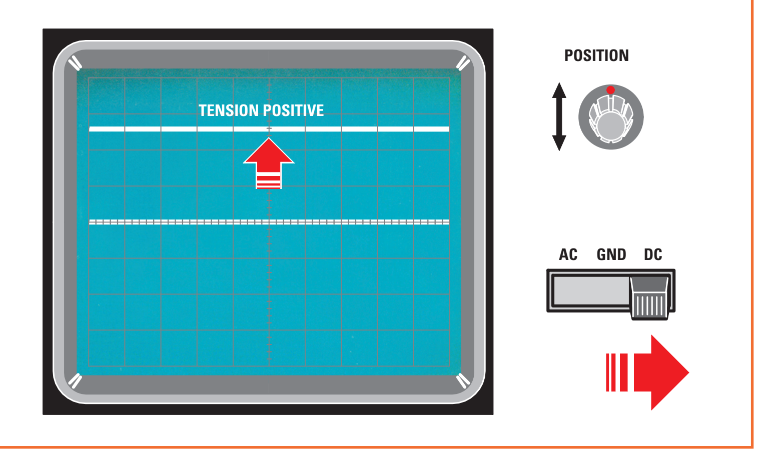
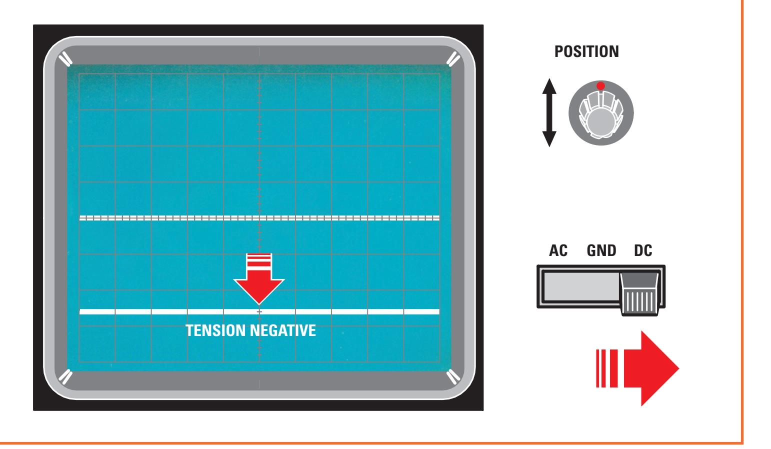


Figure 23 : Si elle se déplace vers le bas, c'est qu'en revanche elle est négative. Le bouton V/div est à régler en fonction de la tension que vous voulez mesurer.



Premier exemple : mesurons une pile de 9 V avec le sélecteur d'entrée CH1 sur 5 V/div (voir figure 25). La trace horizontale se déplace vers le haut de 9 : 5 = 1,8 carreau, ce qui correspond à un carreau entier et 0,8 x 5 = 4 parties (et en effet, la trace se place sur la quatrième partie).

Second exemple : mesurons une pile de 9 V avec le sélecteur d'entrée CH1 sur 2 V/div (voir figure 26). La trace horizontale se déplace vers le haut de 9 : 2 = 4,5 carreaux, ce qui correspond à 4 carreaux entiers et 0,5 x 5 = 2,5 parties (et en effet, la trace se place estntre la deuxième et la troisème partie).

La mesure des tensions inconnues

Pour mesurer les tensions cc inconnues, nous vous conseillons de programmer les commandes ainsi :

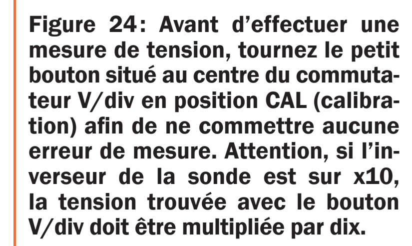
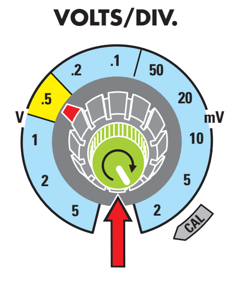


Figure 24 : Avant d'effectuer une mesure de tension, tournez le petit bouton situé au centre du commutateur V/div en position CAL (calibration) afin de ne commettre aucune erreur de mesure. Attention, si l'inverseur de la sonde est sur x10, la tension trouvée avec le bouton V/div doit être multipliée par dix.



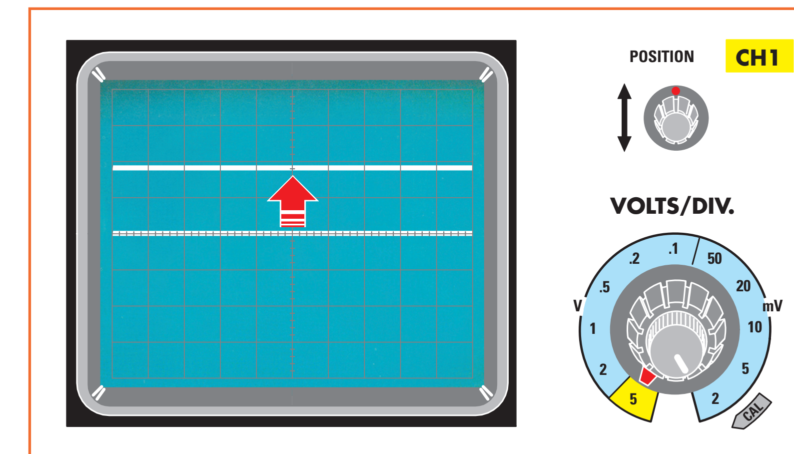
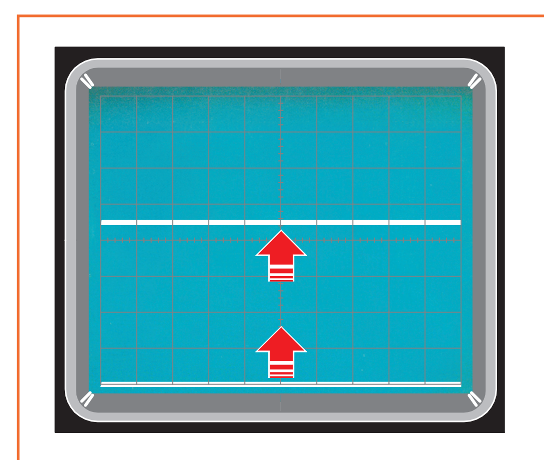


Figure 25 : Si vous avez placé le sélecteur V/div sur 5 V et si en mesurant une tension cc la trace se déplace vers le haut de 1,8 carreau, la tension a une valeur de 1,8 x 5 = 9 V.



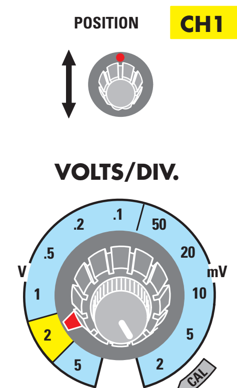
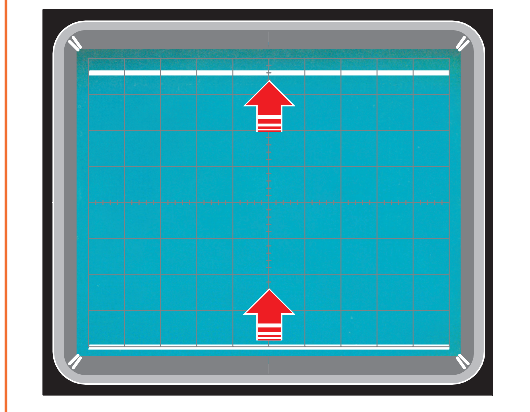


Figure 26 : Si vous avez placé le sélecteur V/div sur 2 V, la trace d'une tension de 9 V se déplace vers le haut de 4,5 carreaux (pour ne pas la faire sortir de l'écran, vous devez la faire partir du bas).



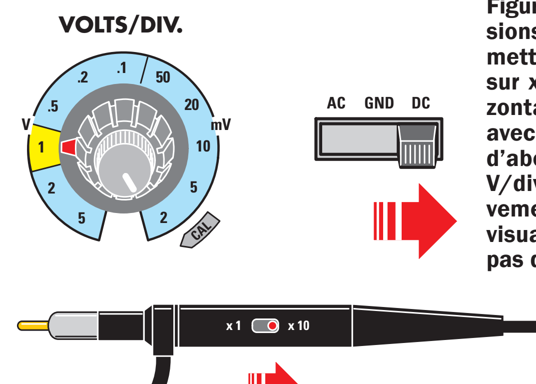


Figure 27 : Pour mesurer des tensions cc de valeurs inconnues, mettez l'inverseur de la sonde sur x10 et situez la trace horizontale tout en bas de l'écran avec le bouton Position. Placez d'abord le bouton V/div sur 5 V/div et augmentez progressivement la sensibilité jusqu'à visualiser une trace ne sortant pas de l'écran. Puis comptez de combien de carreaux la trace s'est déplacée et multipliez ce nombre par la valeur V/div.

- le sélecteur CH1 sur 5 V/div
- le sélecteur Time/div sur 1 milliseconde
- le sélecteur AC-GND-DC sur GND
- l'inverseur Trigger Mode sur Auto
- l'inverseur Trigger Source sur NORM

puis de placer l'inverseur de la sonde sur x10 et de caler la trace horizontale au bas de l'écran à l'aide du bouton Position.

Si la trace ne se déplace pas vers le haut, c'est que la tension inconnue mesurée est inférieure à 5 V/div.

Au lieu de déplacer l'inverseur du poussoir de x10 à x1, tournez le bouton des V/div vers une portée inférieure, soit 2 V/div puis éventuellement encore inférieure.

Supposons par exemple que sur la portée 1 V/div la trace se déplace de 7 carreaux plus 3 parties vers le haut (voir figure 27), nous pouvons calculer tout de suite la tension exacte : 7 x 1 = 7 V à laquelle il faut ajouter les 3 parties décimales en utilisant le Tableau 1 (la troisème partie vaut 0,6 V), ce qui fait 7 + 0,6 = 7,6 V. Mais comme l'inverseur de la sonde est sur x10, il faut multiplier cette tension par dix, ce qui fait :

7,6 x 10 = 76 V.

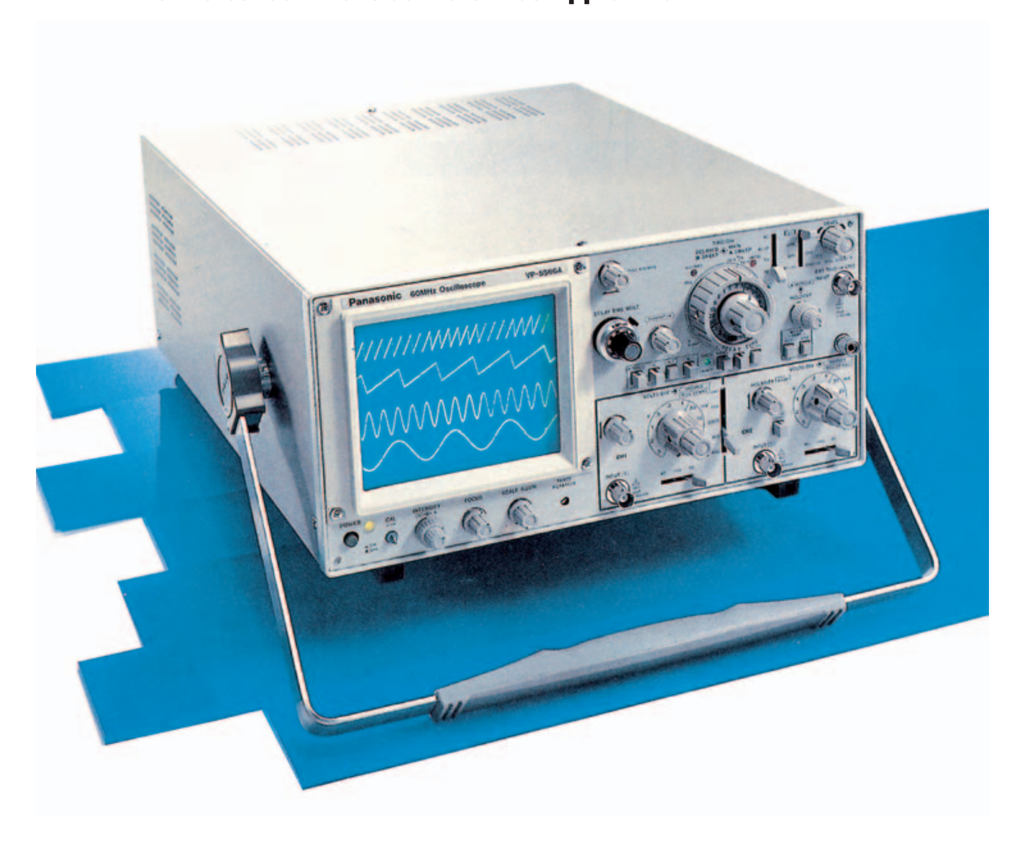
En conclusion nous pouvons dire que les mesures de tensions effectuées avec l'oscilloscope sont très sûres.

NIVEAU 3
LEÇON N°47-3

Comment utiliser l'oscilloscope

Comment mesurer des tensions alternatives de 50 Hz avec l'oscilloscope

Étant donné que l'oscilloscope nous permet de visualiser à l'écran n'importe quelle forme d'onde, qu'elle soit sinusoïdale, triangulaire ou carrée, il est un excellent instrument pour la mesure des tensions alternatives. Cette Leçon vous apprendra comment mesurer l'amplitude d'une onde et comment convertir les Vpp en Veff.



Nous poursuivons nos leçons dédiées à l'oscilloscope avec, cette fois, la mesure des tensions alternatives à une fréquence de 50 Hz. Mais pourquoi se servir d'un oscilloscope alors qu'un simple multimètre réglé en position AC («Alternate Current») fait parfaitement l'affaire ? Eh bien parce que l'oscilloscope permet de préciser si la tension alternative mesurée est celle d'une onde sinusoïdale ou bien triangulaire ou encore carrée et si le signal est parfait ou bien déformé par des auto-oscillations ou des distorsions. De plus, l'oscilloscope nous permet de connaître la valeur de la tension continue que nous obtiendrions si nous redressions ce signal et sa fréquence exacte.

La mesure des tensions alternatives à 50 Hz

Avant d'effectuer une mesure de tension alternative à 50 Hz, vous devez régler les commandes de l'oscilloscope comme suit :

- Trigger MODE (voir figure 1) = sous cette indication pressez la touche Auto.

- Trigger SOURCE (voir figure 2) = à cette indication correspond un sélecteur que vous devez positionner sur Norm (Normal). Sur certains oscilloscopes on trouve Int (Internal).

- Time/div (voir figure 3) = quand on mesure une tension alternative de 50 Hz, il faut positionner ce bouton sur la portée 10 ms et ainsi cinq sinusoïdes complètes sont visualisées à l'écran.
  Si la fréquence du signal alternatif à mesurer était de 1 kHz, pour visualiser cinq sinusoïdes complètes, vous devriez placer ce bouton sur la portée 0,5 ms.

- Vertical MODE (voir figure 4) = près de cette indication se trouvent des poussoirs (presque toujours en ligne verticale) servant à sélectionner l'entrée de l'oscilloscope que vous désirez utiliser. Comme on utilise normalement l'entrée CH1, pressez le poussoir CH1.

- Sélecteur AC-GND-DC (voir figure 5) = ce sélecteur du canal CH1 est positionné normalement sur GND de façon à court-circuiter l'entrée.

- Bouton déplacement vertical = ce petit bouton sert à placer la trace horizontale au centre de l'écran, comme le montre la figure 5.

- Sonde oscilloscope = il est conseillé de positionner l'inverseur de la sonde sur x10, comme le montre la figure 6.

- Sélecteur V/div de CH1 = si vous connaissez à peu près la valeur de la tension que vous vous apprêtez à mesurer, vous pouvez placer le bouton des V/div sur la portée adéquate, sans oublier que, si la trace horizontale est placée au centre de l'écran, vous aurez un total de huit carreaux disponibles, quatre pour les demi ondes positives et quatre pour les négatives. Si vous ne connaissez pas cette valeur, mettez le sélecteur V/div sur la portée maximale, soit 5 V/div, comme le montre la figure 7.

Important : avant de positionner ce bouton sur V/div, souvenez-vous que les V d'une tension alternative ne correspondent pas à ceux que vous liriez sur un multimètre quelconque, car le multimètre lit les Veff (tension efficace) et l'oscilloscope les Vpp (tension crête-crête), comme le montrent les figures 16, 17 et 18.

Par conséquent, si vous lisez 12 V sur un multimètre (voir figure 8), sur l'écran de l'oscilloscope vous verrez les sinusoïdes atteindre une amplitude de 33,9 Vpp, en effet :

12 x 2,828 = 33,9 V.

Si le multimètre indique 30 V alternatifs, l'écran visualisera des sinusoïdes de :

30 x 2,828 = 84,8 V.

Nous vous expliquerons plus bas quelle est la différence entre les deux valeurs de tension Veff et Vpp.

Un exemple de mesure AC

Après avoir mis le sélecteur AC-GND-DC sur GND (voir figure 5) et agit sur le petit bouton de déplacement de la courbe verticalement de façon à la placer au centre de l'écran, avant d'exécuter une quelconque mesure, n'oubliez pas de faire passer le sélecteur de GND à AC (voir figure 7).

Si vous avez un transformateur secteur 230 V/12 V sous la main, contrôlez la tension du secondaire avec un multimètre et avec l'oscilloscope.

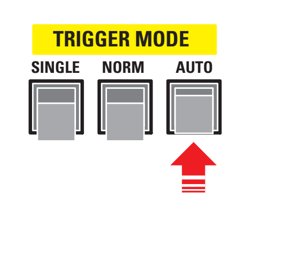



Figure 1 : Pour visualiser une trace parfaitement stable, pressez le bouton AUTO du Trigger Mode.

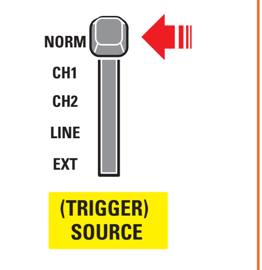


Figure 2 : Pour synchroniser le signal, mettez la touche du Trigger Source en position NORM.

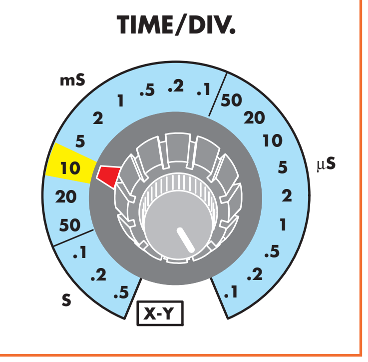


Figure 3 : Pour mesurer une tension AC de 50 Hz, mettez le sélecteur Time/div sur la position 10 ms.

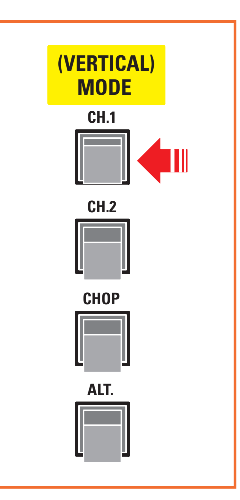


Figure 4 : Dans le Vertical Mode, pressez le poussoir du canal que vous voulez visualiser (c'est-à-dire l'entrée CH1 ou bien CH2).

Important : quand vous reliez les fils du secteur 230 V au primaire de ce transformateur, pensez à les manipuler avec des pinces et un tournevis isolés, à ne pas y mettre les doigts et à les isoler (gaine thermorétractable ou ruban plastique), car le contact du corps humain avec cette tension peut être mortel !

Si vous possédez un transformateur dont les primaire et secondaire ne sont pas identifiés, repérez l'enroulement utilisant le fil le plus fin : c'est le primaire (le fil de l'enroulement secondaire est bien plus gros). Après avoir mis le primaire sous tension, lisez avec un multimètre à aiguille ou

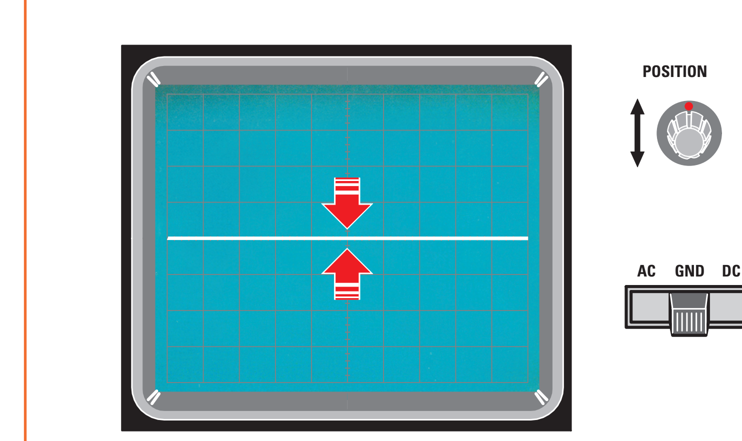


Figure 5 : Pour placer la trace au centre de l'écran, mettez le sélecteur AC-GND-DC en position GND puis tournez le petit bouton Vertical Position pour le régler sur AC (voir figure 7).

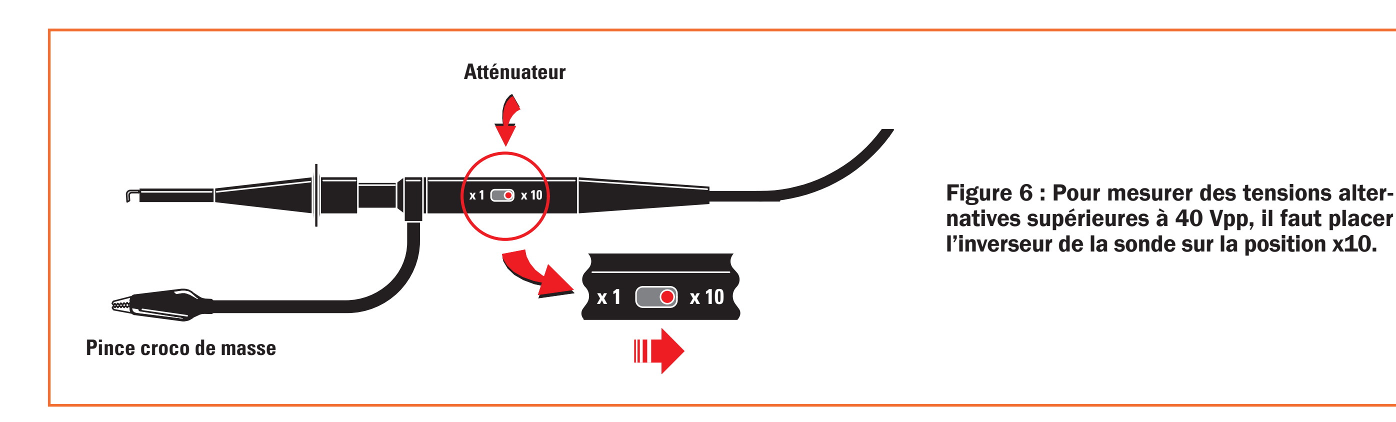


Figure 6 : Pour mesurer des tensions alternatives supérieures à 40 Vpp, il faut placer l'inverseur de la sonde sur la position x10.

numérique la tension du secondaire 12 V, comme le montre la figure 8. Pour exécuter cette mesure à l'oscilloscope, vous devez procéder comme le montre la figure 9.

Sélecteur V/div du canal CH1 sur 5 V/div, inverseur de la sonde sur x10 (voir figure 6) : chaque carreau vertical correspond à une tension de 5 x 10 = 50 V. La tension alternative de 12 Veff correspondant à une amplitude de 33,9 Vpp (voir figure 16), les sinusoïdes visualisées à l'écran

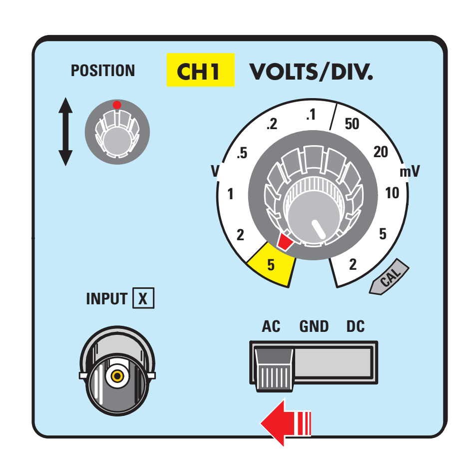


Figure 7 : Si vous connaissez approximativement la valeur de la tension alternative à mesurer, vous pouvez tout de suite choisir la portée adéquate avec le sélecteur V/div. Les nombres marqués autour du sélecteur (5-2-1-0,5 etc.) indiquent les V/carreau quand l'inverseur de la sonde est sur x1. Donc, sur la portée 5 V (la sonde étant sur x1), vous pouvez mesurer une valeur maximale de tension de 40 Vpp ; sur x10 une valeur maximale de 400 Vpp.

n'occuperont qu'un demi carreau. Pour les développer, adoptez l'une des solutions suivantes :

- mettez l'inverseur de la sonde sur x1 et maintenez le sélecteur V/div du canal CH1 sur 5 V/div.

- maintenez l'inverseur de la sonde sur x10 et réglez le sélecteur V/div du canal CH1 sur 0,5 V/div.

La première solution vous simplifiera tous les calculs car, en fonction du nombre de carreaux et de parties, vous pourrez tout de suite connaître la tension Vpp.

Si vous mesurez la tension alternative de 12 Veff, soit 33,9 Vpp, l'écran visualisera des sinusoïdes dépassant légèrement six carreaux, comme le montre la figure 12.

Si vous déplacez légèrement ces sinusoïdes sur la première ligne du bas à l'aide du bouton de Position (voir figure 13), vous verrez leur extrémité supérieure dépasser le 6ème carreau de quatre parties. Le sélecteur de l'entrée CH1 étant sur 5 V/div, cela nous fait une tension de :

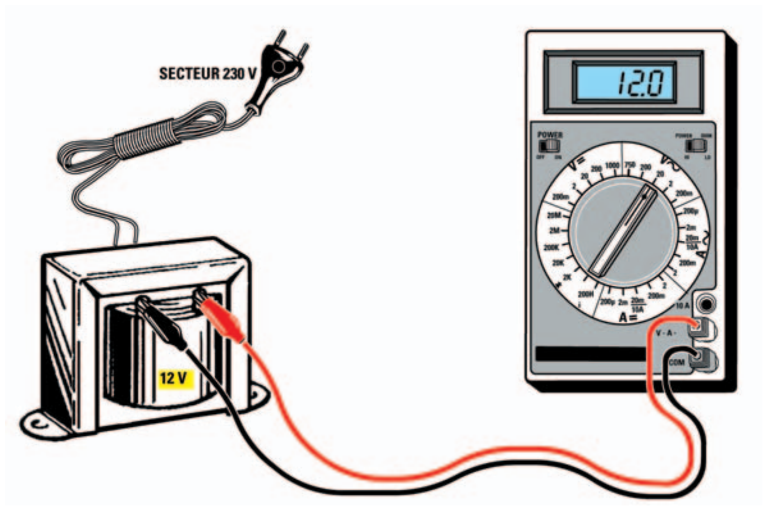
6 x 5 = 30 V.

Reste les quatre parties. Vous savez qu'en fonction du réglage du bouton des V/div chaque partie a une valeur déterminée que donne le Tableau 1. Sur la portée 5 V, la 4ème partie correspond à 4 V, ce qui fait en additionnant

30 + 4 = 34 V

au lieu des 33,9 V attendus (la petite différence constitue une tolérance vraiment inférieure à celle d'un multimètre à aiguille).

Figure 8 : Si vous mesurez la tension issue du secondaire d'un transformateur secteur 230 V/12 V avec un multimètre, il affichera 12 V puisqu'il lit les Veff (tension efficace).



Tension efficace Veff et tension crête-crête Vpp

Quand on utilise l'oscilloscope comme voltmètre pour mesurer des tensions alternatives, il faut savoir qu'il visualise à l'écran des ondes sinusoïdales, triangulaires ou carrées complètes.

En lisant le nombre de carreaux compris entre le maximum (pic ou crête) positif et le maximum (pic ou crête) négatif (voir figure 14), on obtient une valeur de tension de crête à crête (ou de pic à pic) Vpp nettement supérieure à la valeur de la tension efficace Veff que vous pouvez lire sur un multimètre analogique ou numérique (les Veff sont exprimés également par l'expression anglaise VRMS, pour «Root Mean Square»).

Afin de vous faire bien comprendre la différence entre tension crête-crête Vpp et tension efficace Veff, nous vous proposons une analogie, qu'illustre la figure 15 : la tension Vpp est comme deux cônes de glace (un positif, l'autre négatif) mis l'un sur l'autre en sens inverse (placés dans un récipient) et qui atteignent ainsi une certaine hauteur ; la tension Veff est comme la quantité d'eau que l'on obtient quand la glace des deux cônes a fondu (bien sûr la hauteur d'eau est inférieure à la hauteur de glace).

Eh bien, en terme l'électricité, la hauteur Veff est inférieure à la hauteur Vpp de 2,828 fois si le signal est une onde sinusoïdale. Comme le montre la figure 14, la sinusoïde occupe une amplitude de six carreaux à l'écran et la portée sélectionnée étant de 5 V/div (voir figure 7), pour connaître la tension lue sur un multimètre Veff, il faut diviser Vpp par ce nombre :

(6 x 5) : 2,828 = 10,6 volts efficaces.

A l'inverse, si l'on veut connaître la Vpp d'une tension alternative quand le multimètre utilisé affiche 45 Veff, il faut multiplier par ce nombre :

45 x 2,828 = 127,26 volts pic-pic.

Comme la tension maximale que l'on peut visualiser à l'écran est de 40 V, quand on est sur la portée 5 V/div et

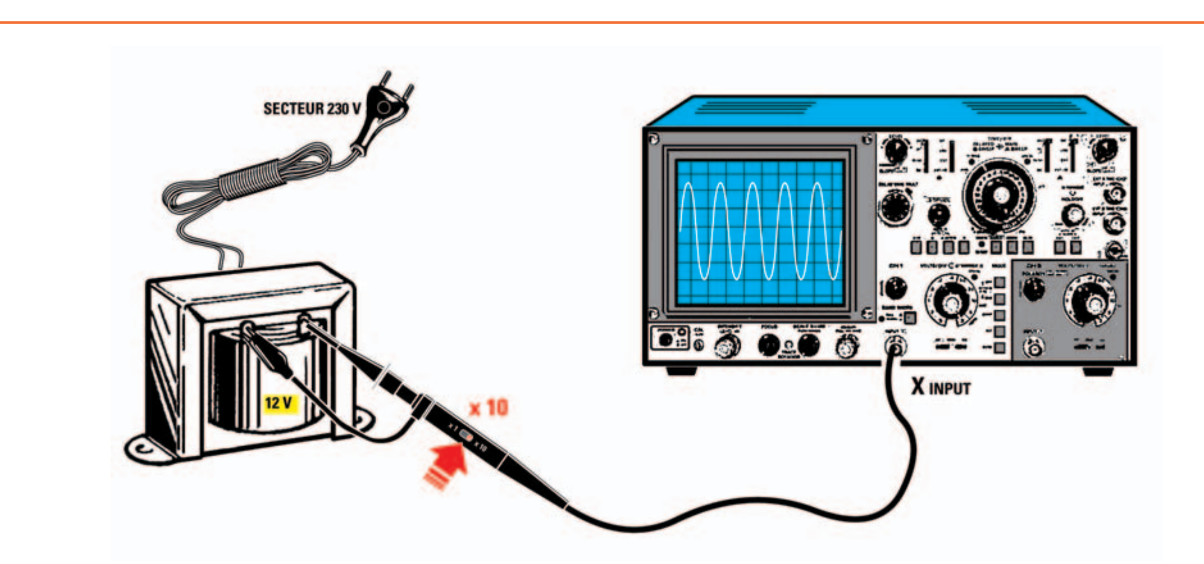


Figure 9 : Si vous mesurez cette tension avec un oscilloscope, vous verrez que l'amplitude du signal atteint une valeur de 33,9 V car l'oscilloscope visualise la valeur des Vpp (tension de crête à crête, ou «peak», pic) que l'on obtient avec la formule Vpp = Veff x 2,828 (voir figure 16). Afin d'éviter des erreurs de lecture, contrôlez la position de l'inverseur de la sonde (x1 ou x10).

TABLEAU 1					
Volts/div.	1°	2°	3°	4°	5° partie
2 mV	0,4 mV	0,8 mV	1,2 mV	1,6 mV	2,0 mV
5 mV	1,0 mV	2,0 mV	3,0 mV	4,0 mV	5,0 mV
10 mV	2,0 mV	4,0 mV	6,0 mV	8,0 mV	10 mV
20 mV	4,0 mV	8,0 mV	12 mV	16 mV	20 mV
50 mV	10 mV	20 mV	30 mV	40 mV	50 mV
0,1 V	0,02 V	0,04 V	0,06 V	0,08 V	0,1 V
0,2 V	0,04 V	0,08 V	0,12 V	0,16 V	0,2 V
0,5 V	0,1 V	0,2 V	0,3 V	0,4 V	0,5 V
1 V	0,2 V	0,4 V	0,6 V	0,8 V	1,0 V
2 V	0,4 V	0,8 V	1,2 V	1,6 V	2,0 V
5 V	1,0 V	2,0 V	3,0 V	4,0 V	5,0 V

Figure 10 : Le Tableau 1 donne la valeur des petites parties divisant chaque carreau (voir figure 11). Les valeurs correspondant à chaque partie, du 1er au 5ème, sont données en mV en fonction de la portée en V/div.

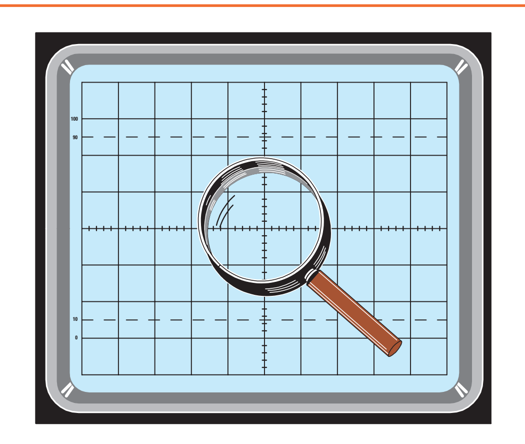




Figure 11 : La croix graduée au centre de l'écran permet d'évaluer les décimales d'une tension. En effet, chaque carreau vertical est divisé en cinq parties (4 petits traits plus les deux limites du carreau). En fonction du réglage du bouton V/div chaque partie a une valeur de tension indiquée par le Tableau 1.

que la sonde est sur x1 (8 carreaux verticaux, 5 x 8 = 40), pour visualiser un signal alternatif de 127 Vpp d'amplitude, vous devez mettre l'inverseur de la sonde sur x10, obtenant ainsi la possibilité de visualiser une tension d'une amplitude maximale de

5 x 8 x 10 = 400 Vpp.

Important : pour des raisons de sécurité, nous déconseillons d'effectuer des mesures de tension secteur 230 V à l'oscilloscope ; en effet, les 230 Veff correspondent à :

230 x 2,828 = 650,44 Vpp.

Si le boîtier métallique de l'oscilloscope se trouvait relié au fil de phase des 650 V en question, vous courriez un grave danger d'électrocution.

Vpp signal sinusoïdal

Pour effectuer la conversion des Veff aux Vpp et inversement quand il s'agit d'un signal sinusoïdal (voir figure 16 Tableau 2), on utilise le nombre 2,828 : mais où a-t-on trouvé ce nombre ? Oh, c'est tout simple : c'est la racine carrée de 8 ! En effet,

$$\sqrt{8} = 2{,}828.$$

En fait, dans les calculs on utilise seulement les deux premières décimales, donc 2,82.

Quand un signal sinusoïdal est redressé, pour trouver la tension continue il faut connaître la tension de crête ; aussi, pour convertir la tension efficace en tension de crête et inversement, on utilise le nombre 1,414 qui n'est autre que la racine carrée de 2 ! En effet,

$$\sqrt{2} = 1{,}414.$$

Là encore on n'utilise que les deux première décimales de ce nombre, donc 1,41. Exemple : si l'écran visualise des ondes sinusoïdales atteignant une amplitude de 20 Vpp, pour savoir quelle tension mesurerait un multimètre, on doit faire le calcul suivant :

20 : 2,82 = 7 volts efficaces lus sur le multimètre.

Vpp signal triangulaire

Si la forme de l'onde n'est plus sinusoïdale mais triangulaire (voir figure 17 Tableau 2), c'est le nombre 3,464 que l'on utilisera pour les conversions Veff vers Vpp et inversement. Il s'agit de la racine carrée de 12 ! En effet,

$$\sqrt{12} = 3{,}464.$$

Figure 12 : Si vous mesurez une tension alternative de 12 Veff avec le sélecteur des V/div sur 5 V, vous obtenez une sinusoïde dont l'amplitude dépasse légèrement les six carreaux. Notez les extrémités supérieure et inférieure.

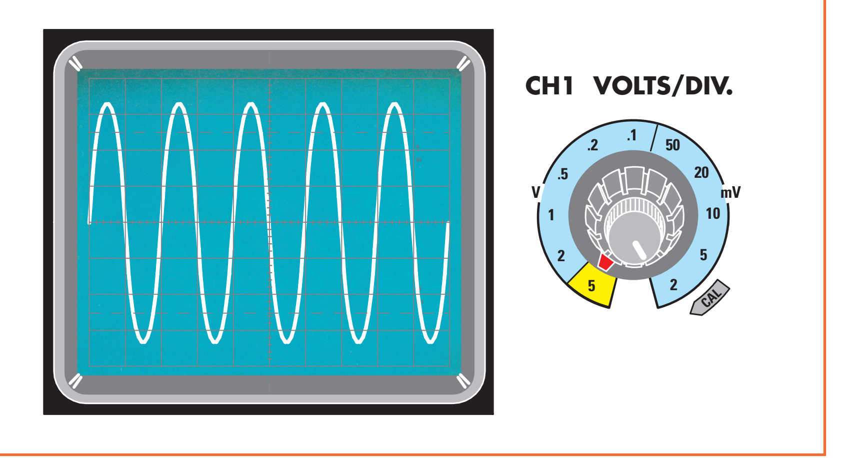


Figure 13 : Pour connaître la valeur exacte en V de cette sinusoïde, tournez le bouton Vertical Position de manière à placer l'extrémité inférieure de la sinusoïde sur la première ligne en bas. Vous verrez ainsi que la partie supérieure dépasse les six carreaux de quatre parties et, si vous consultez le Tableau 1, vous verrez que ces parties correspondent à 4 V : la sinusoïde a donc une valeur de (6 x 5) + 4 = 34 V.

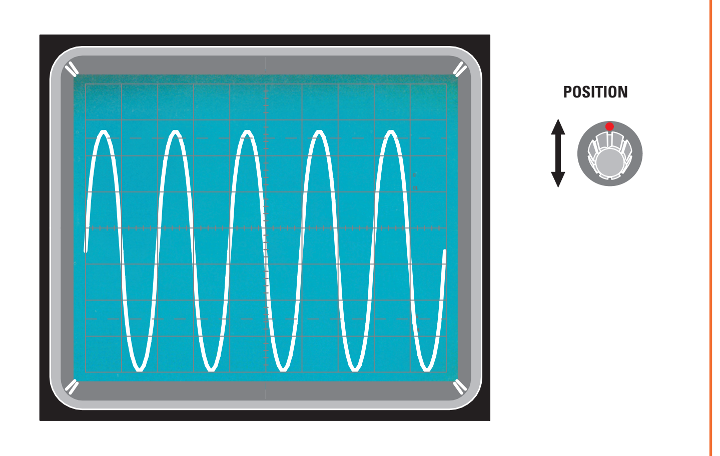
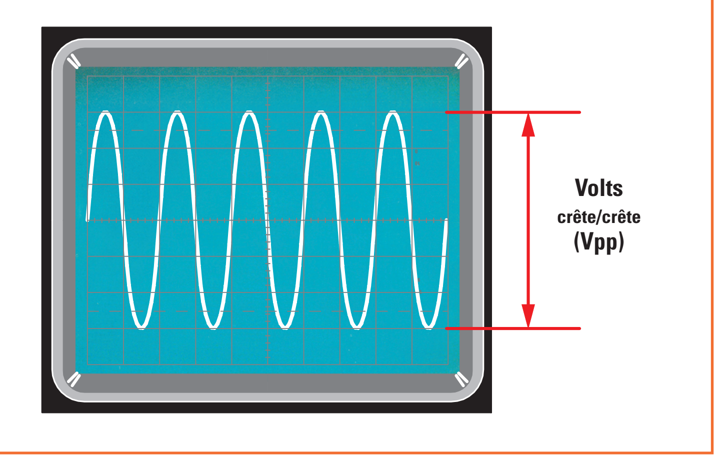


Figure 14 : Un oscilloscope mesure toujours les Vpp (tension crête-crête) d'un signal alternatif et donc, pour trouver la valeur efficace (Veff), vous devez appliquer la formule Veff = Vpp : 2,828 si l'onde est sinusoïde et Veff = Vpp : 3,464 si elle est carrée (voir figures 16, 17 et 18).



En fait, là encore dans les calculs on utilise seulement les deux premières décimales, donc 3,46. Quand un signal triangulaire est redressé, pour trouver la tension continue il faut connaître la tension de crête ; aussi, pour convertir la tension efficace en tension de crête et inversement, on utilise le nombre 1,732 qui n'est autre que la racine carrée de 3 ! En effet,

$$\sqrt{3} = 1{,}732.$$

Exemple : si l'écran visualise des ondes triangulaires atteignant une amplitude de 20 Vpp, pour savoir quelle tension mesurerait un multimètre, on doit faire le calcul suivant :

20 : 3,46 = 5,77 volts efficaces lus sur le multimètre.

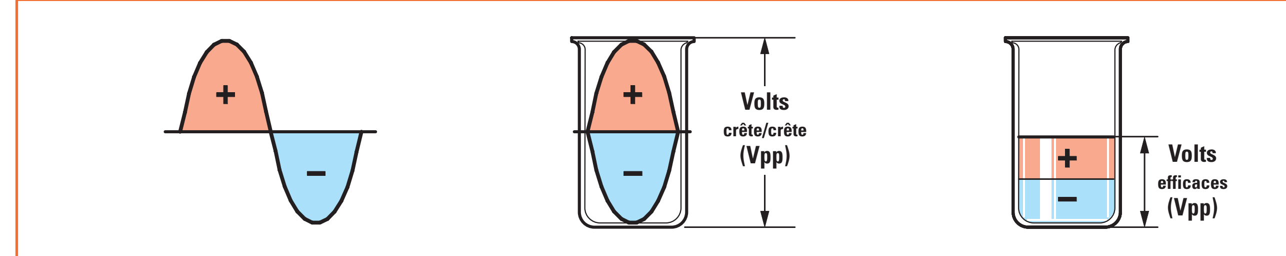


Figure 15 : Les Vpp peuvent être comparés à deux cônes de glace placés l'un sur l'autre en sens inverses. Les Veff sont comme le niveau d'eau obtenu après leur fusion (ce niveau est bien entendu inférieur).

Tableau 2 : conversions

ONDES SINUSOÏDALES

Volts
crête/crête
(Vpp)

Vpp : 2,828 = Veff
Vp : 1,414 = Veff (Vp = volts crête, une seule alternance)

Veff x 2,828 = Vpp
Veff x 1,414 = Vp

Figure 16 : Les Veff d'une onde sinusoïdale sont obtenus en divisant les Vpp : 2,828.

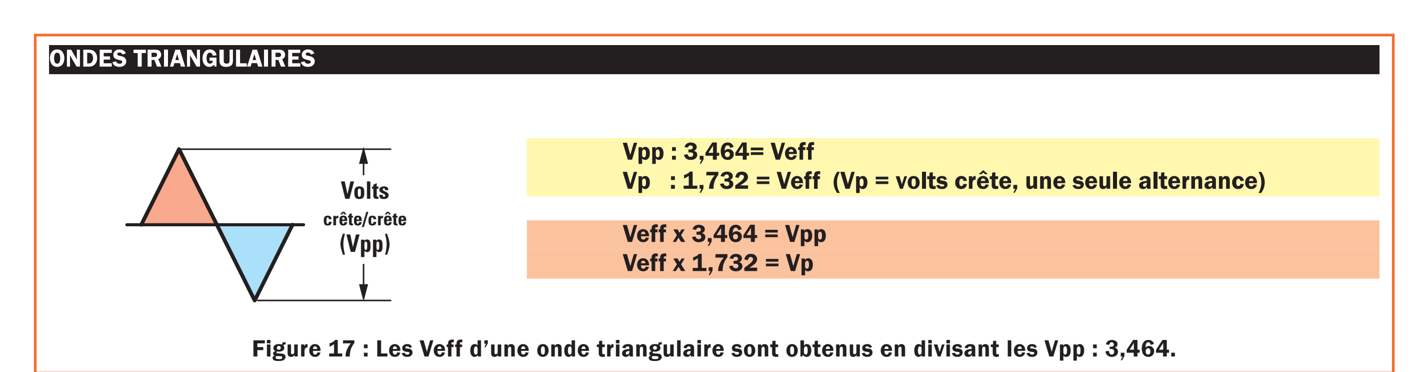


Figure 17 : Les Veff d'une onde triangulaire sont obtenus en divisant les Vpp : 3,464.

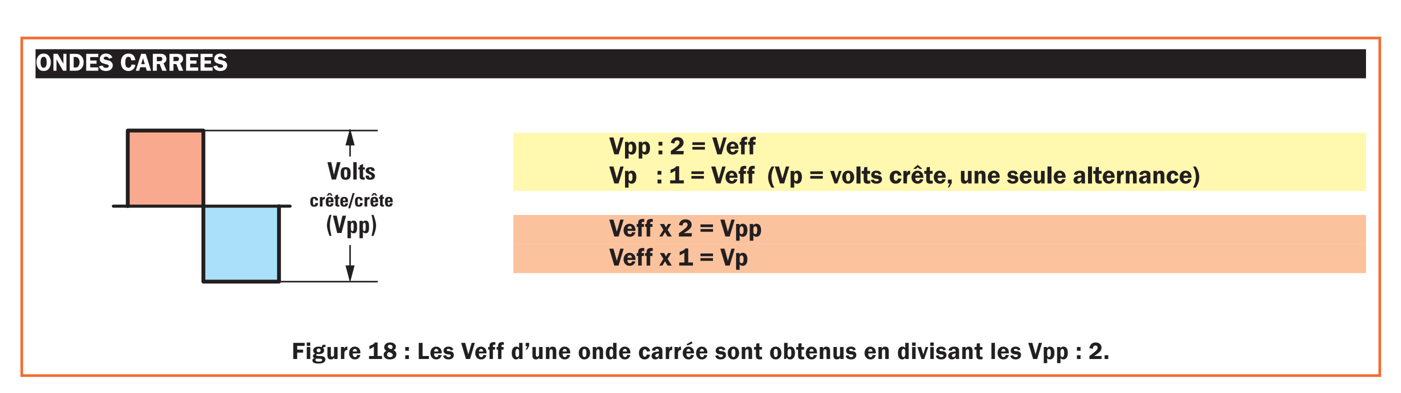


Figure 18 : Les Veff d'une onde carrée sont obtenus en divisant les Vpp : 2.

Vpp signal carré

Si la forme de l'onde n'est plus sinusoïdale ou triangulaire mais carrée (voir figure 18 Tableau 2), c'est le nombre 2 que l'on utilisera pour les conversions Veff vers Vpp et inversement.

Quand un signal carré est redressé, pour trouver la tension continue il faut connaître la tension de crête ; aussi, pour convertir la tension efficace en tension de crête et inversement, on utilise le nombre 1. Exemple : si l'écran visualise des ondes carrées atteignant une amplitude de 20 Vpp, pour savoir quelle tension mesurerait un multimètre, on doit faire le calcul suivant :

20 : 2 = 10 volts efficaces lus sur le multimètre.

Comme vous venez de le voir, il est possible avec un oscilloscope de trouver la tension Veff de n'importe quelle forme d'onde et c'est très facile en partant de la tension Vpp visualisée à l'écran.

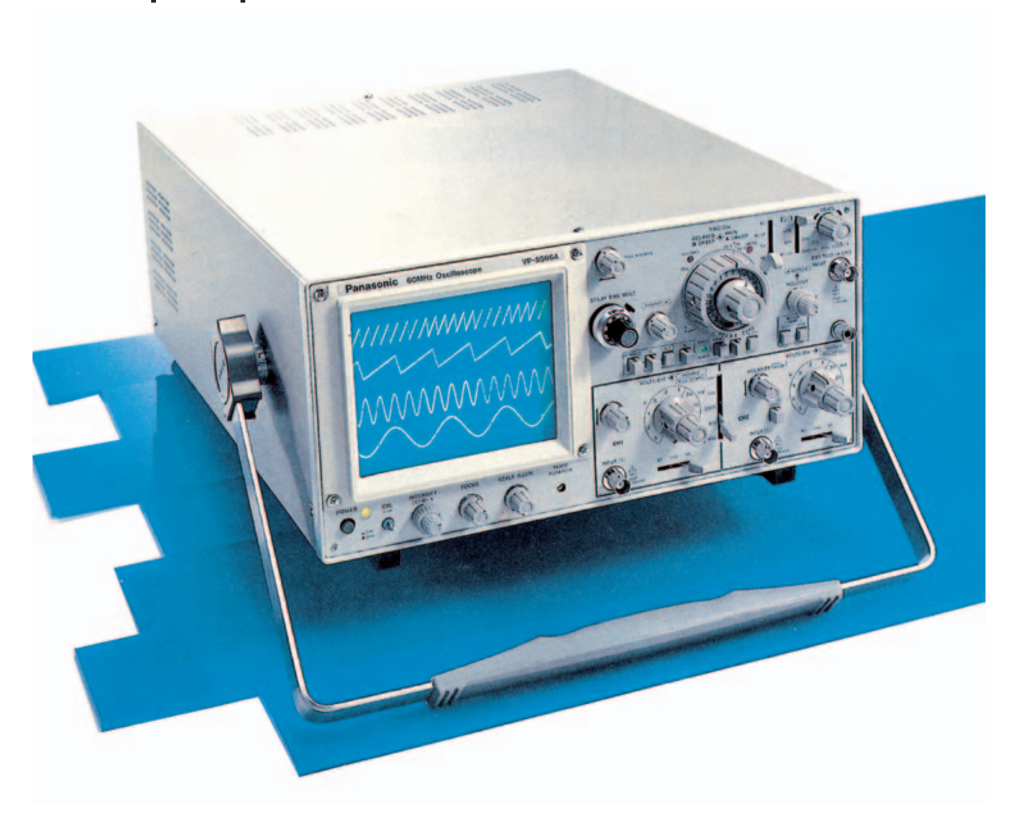
NOTES

NIVEAU 3
LEÇON N°47-4

Comment utiliser l'oscilloscope

Comment mesurer des tensions alternatives de 50 Hz avec l'oscilloscope
Quatrième partie

La Leçon précédente vous a appris comment mesurer l'amplitude d'un signal alternatif en Vpp et comment le transformer en Veff ; la Leçon présente (la quatrième consacrée à l'utilisation de l'oscilloscope) va vous enseigner l'art de mesurer une tension impulsionnelle redressée par une diode, ou bien deux diodes ou encore par un pont redresseur.



Pour alimenter la plupart des circuits électroniques on se sert d'une tension continue, prélevée normalement sur une pile ou une batterie. Ces dernières sont très commodes pour alimenter des appareils portatifs, comme les postes de radio, ou portables, comme les téléphones mobiles, mais pas pour les appareils domestiques, comme les téléviseurs ou les chaînes Hi-Fi. Pour alimenter ceux-ci mieux vaut utiliser la tension du secteur 230 V 50 Hz, la réduire à la valeur désirée puis la redresser de façon à la rendre parfaitement continue.

Cette Leçon vous présente les étages redresseurs les plus communs et vous explique quelles mesures peuvent y être effectuées à l'oscilloscope.

L'étage redresseur à une seule diode

La figure 1 vous donne le schéma électrique d'un circuit redresseur à une demi onde : quand on applique la tension alternative de 12 V présente sur le secondaire du transformateur d'ali-

Figure 1 : Si nous montons sur le secondaire d'un transformateur d'alimentation une diode redresseuse en orientant sa cathode K vers R1, à la sortie nous prélèverons une tension impulsionnelle à 50 Hz composée seulement de demi onde positives.

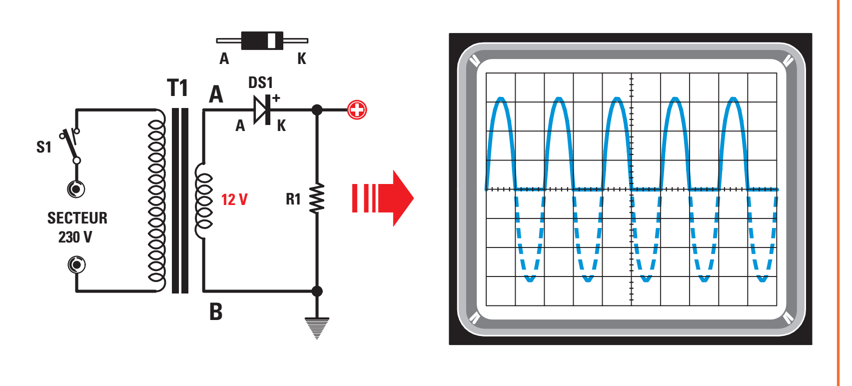


Figure 2 : Si nous montons sur le secondaire du transformateur d'alimentation une diode redresseuse en orientant son anode A vers R1, à la sortie nous prélèverons une tension impulsionnelle à 50 Hz composée seulement de demi onde négatives.

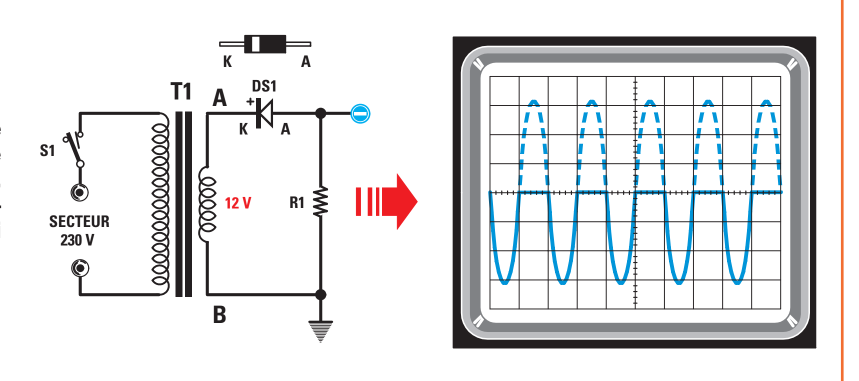


Figure 3 : Avec un secondaire à prise centrale, nous pouvons monter sur chaque extrémité de l'enroulement deux diodes dont les cathodes K reliées entre elles seront orientées vers R1 ; à la sortie nous pourrons prélever une tension impulsionnelle à 100 Hz composée des seules demi ondes positives.

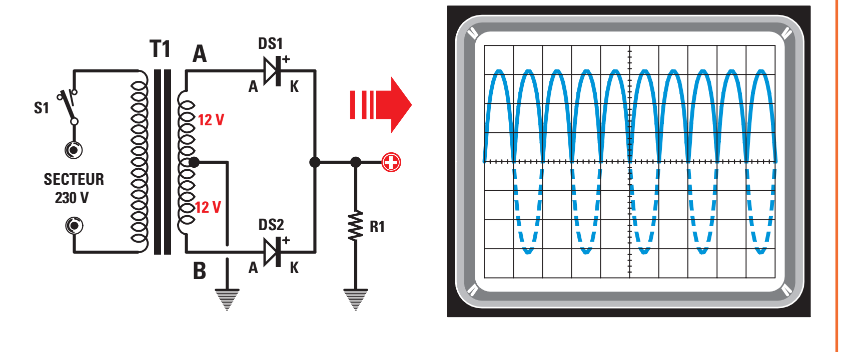
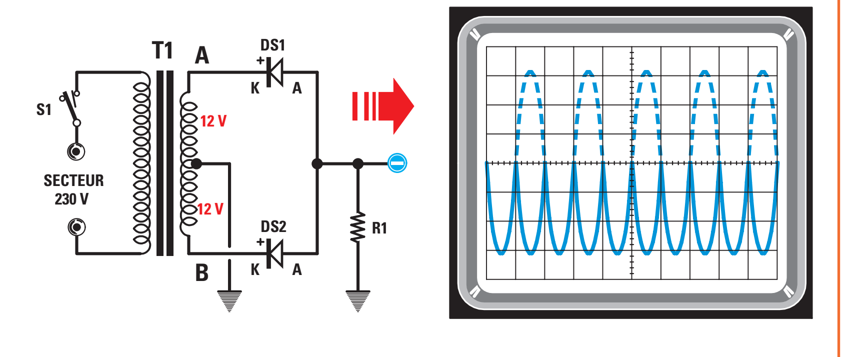


Figure 4 : Si nous montons sur ce même secondaire à prise centrale deux diodes dont les anodes A reliées entre elles seront orientées vers R1, à la sortie nous pourrons prélever une tension impulsionnelle à 100 Hz composée des seules demi ondes négatives.



mentation T1 aux extrémités de la diode au silicium DS1, cette dernière ne laisse passer qu'une seule demi onde sur les deux composant la tension alternative. Si nous relions la cathode de la diode aux extrémités de la résistance de charge R1, nous obtenons en sortie une tension impulsionnelle composée de demi ondes positives séparées par un espace correspondant à la partie occupée par la demi onde négative qui n'est pas redressée (voir figure 1). Si en revanche nous relions l'anode de la diode aux extrémités de la résistance de charge R1, nous obtenons en sortie une tension impulsionnelle composée de

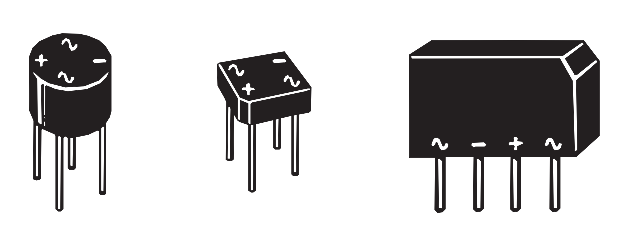


Figure 5 : Dans un pont redresseur, quels qu'en soient le matériau du boîtier ou la forme et la disposition des E / S, les deux pattes d'entrée de la tension alternative seront toujours marquées du symbole de la tension alternative (S couché) et les deux pattes de sortie de la tension redressée par les symboles + (positif) et – (négatif).

demi ondes négatives séparées par un espace correspondant à la partie occupée par la demi onde positive qui n'est pas redressée (voir figure 1). Ce circuit redresseur présente l'avantage d'être simple et économique, mais il a l'inconvénient de fournir en sortie une tension impulsionnelle à une fréquence de 50 Hz. Notez que la diode redresseuse doit être capable de fournir le courant maximum que le circuit doit consommer (si, par exemple, le circuit consomme 1 A, la diode redresseuse doit pouvoir débiter un courant de 1,5 à 2 A).

L'étage redresseur à deux diodes

Comme le montre le schéma électrique de la figure 3, un circuit utilisant deux diodes est en mesure de redresser les deux demi ondes d'une tension alternative. Le transformateur à utiliser dans ce cas doit disposer d'un secondaire à point milieu, car DS1 redresse les demi ondes positives présentes à la sortie de l'enroulement A et DS2 les demi ondes négatives de l'enroulement B. Si nous relions la cathode des deux diodes aux extrémités de la résistance de charge R1, nous obtenons en sortie une tension impulsionnelle composée des demi ondes positives (voir figure 3). Si en revanche nous relions l'anode des deux diodes aux extrémités de la résistance de charge R1, nous obtenons en sortie une tension impulsionnelle composée des demi ondes négatives (voir figure 4). Ce circuit redresseur fournit en sortie une tension redressée à une fréquence de 100 Hz, mais a l'inconvénient de nécessiter un transformateur avec secondaire à point milieu capable de fournir une tension double de celle que nous souhaitons obtenir. Dans les figures 1 et 2 il fallait un transformateur avec un secondaire de (par exemple) 12 V et dans les figures 3 et 4 il faudra un transformateur avec secondaire de 12 + 12 V.

L'étage redresseur à quatre diodes

Comme le montrent les schémas électriques des figures 6 et 7, un circuit utilisant quatre diodes en pont peut redresser les deux demi ondes d'une tension alternative. Le transformateur à utiliser n'a pas cette fois à comporter un secondaire à point milieu. Quand une demi onde positive est présente sur l'extrémité A (voir figure 6), elle est redressée par DS2 et, passant à travers DS3, elle atteint l'extrémité B du secondaire de T1 (dans ces conditions la paire DS1-DS4 demeure inactive). Quand une demi onde négative est présente sur l'extrémité A (voir figure 6), elle est redressée par DS1 et, passant à travers DS4, elle atteint l'extrémité B du secondaire de T1 (dans ces conditions c'est la paire DS2-DS3 qui demeure inactive). Si nous relions à la masse l'anode de la paire DS1-DS3, nous prélevons sur les cathodes de la paire DS2-DS4 les demi ondes positives (voir figure 6). Si nous relions à la masse la cathode de la paire DS2-DS4, nous prélevons sur les cathodes de la paire DS1-DS3 les demi ondes négatives (voir figure 7). Ce pont redresseur présente l'avantage d'exister dans le commerce sous la forme d'un seul composant monolithique (en plastique ou en métal mais toujours moulé dans de la résine) à quatre E / S (voir figure 5) : les deux broches (ou pattes) d'entrée marquées d'un S sont à relier à la tension alternative à redresser ; le + indique la broche de sortie de la tension positive et le – celle de la tension négative.

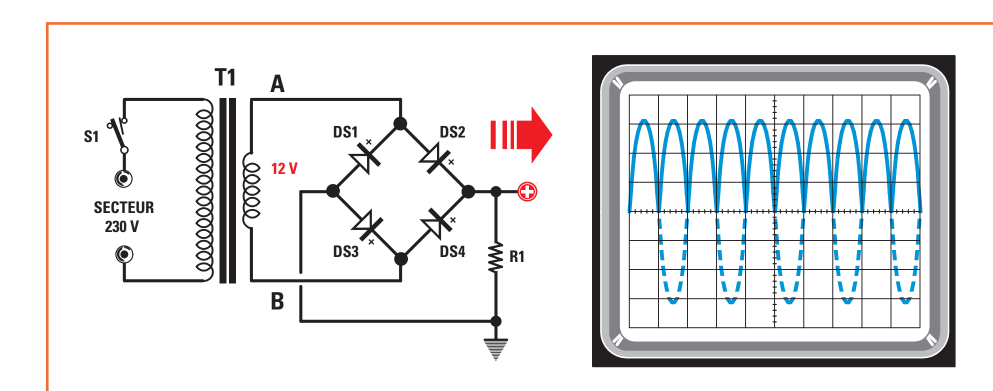


Figure 6 : Si nous montons sur le secondaire d'un transformateur d'alimentation un pont redresseur, si nous relions sa cathode K (+) à la sortie et son anode A (–) à la masse, à la sortie nous pourrons prélever une tension impulsionnelle à 100 Hz composée des seules demi ondes positives.

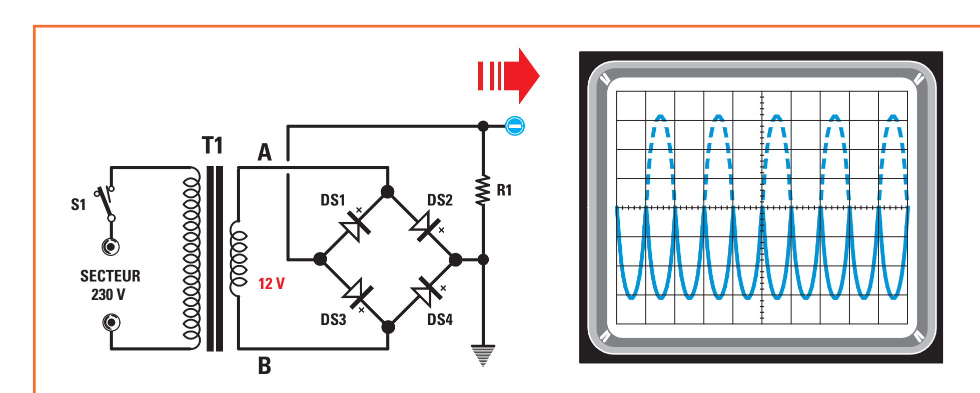


Figure 7 : Si nous montons sur le secondaire de ce transformateur d'alimentation un pont redresseur, si nous relions à la masse sa cathode K (+) et orientons son anode A (–) vers la sortie, nous pourrons prélever une tension impulsionnelle à 100 Hz composée des seules demi ondes négatives.

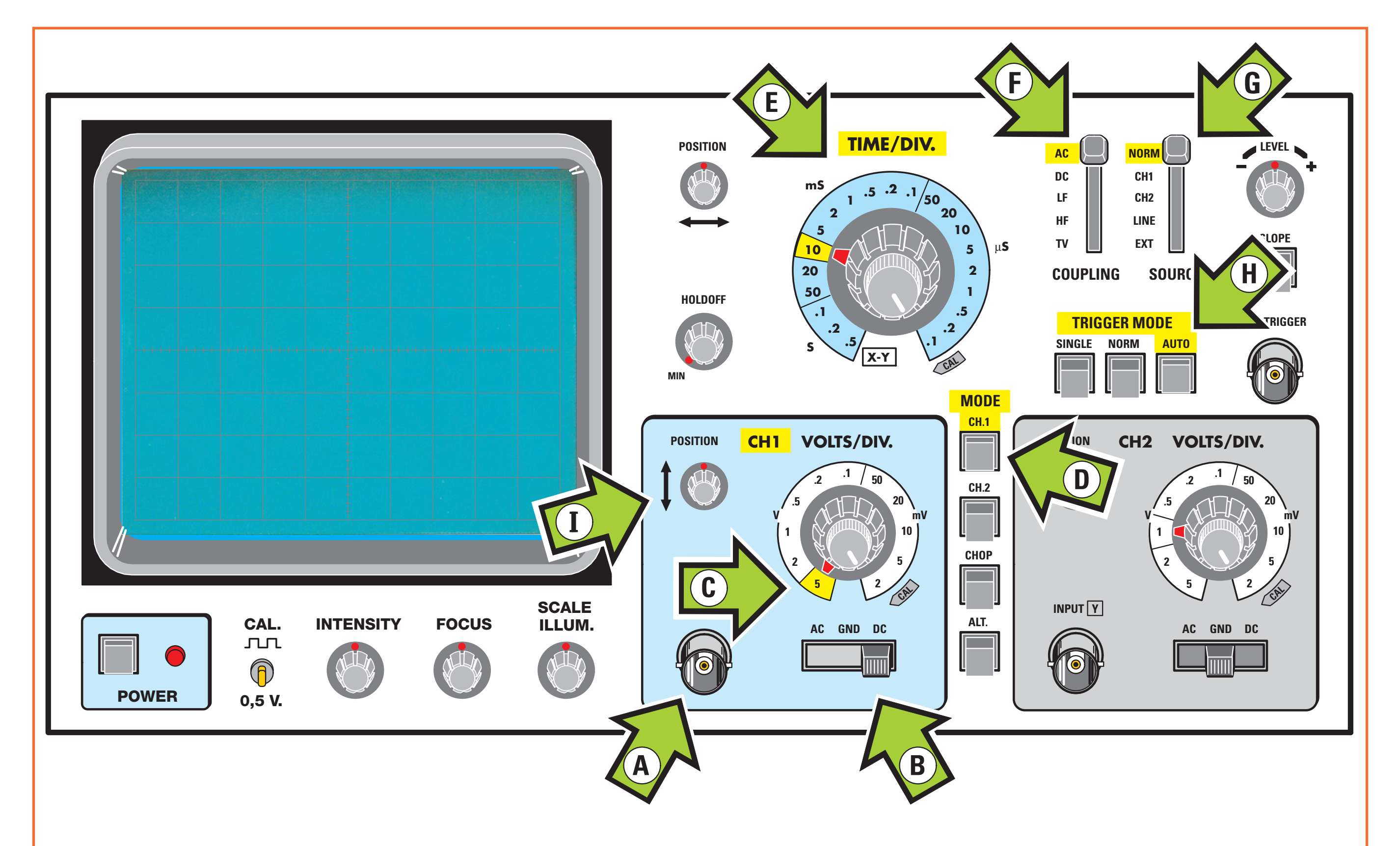


Figure 8 : Cette Leçon vous apprend comment paramétrer l'oscilloscope (flèches avec lettres) pour effectuer la mesure des tensions redressées. Il s'agit ici d'un oscilloscope standard et par conséquent le vôtre pourra être sensiblement différemment, du moins dans la présentation de la face avant, mais vous retrouverez toutes les commandes sus indiquées facilement.

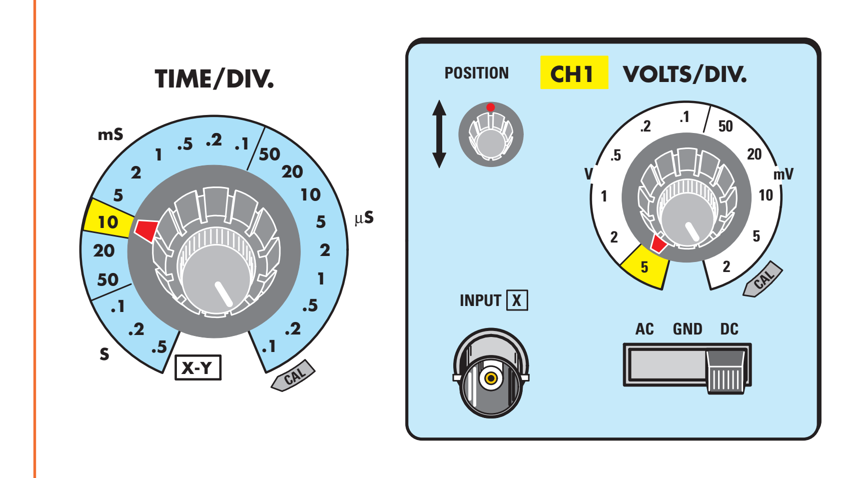


Figure 9 : Pour visualiser les sinusoïdes redressées, placez le bouton Time/div sur 10 ms et celui des V/div sur 5 V.

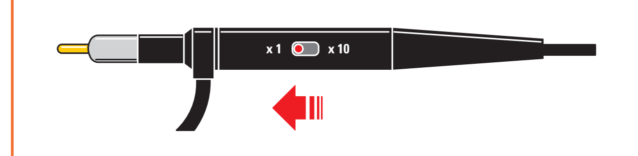


Figure 10 : Si vous n'avez aucune idée de l'amplitude de la tension que vous allez mesurer, placez l'inverseur de la sonde sur x10, puis ensuite seulement si nécessaire sur x1.

Comment paramétrer l'oscilloscope

Pour mesurer une tension redressée, il convient de disposer les commandes de l'oscilloscope comme le montre la figure 8 :

Trigger MODE = (tracé H) ce poussoir ou sélecteur est à placer sur AUTO.

Trigger SOURCE = (tracé G) ce poussoir ou sélecteur est à placer sur NORM (ou sur certains oscilloscopes INT, pour INTERNAL).

Time/div = (flèche E) ce bouton est à placer sur la portée 10 ms.

(Vertical) MODE = (flèche D) comme nous utiliserons le canal 1 (flèche A) nous devons presser le poussoir CH1.

Sélecteur AC-GND-DC = (flèche B) le sélecteur du canal CH1 est à placer initialement sur GND de façon à court-circuiter l'entrée et mettre le tracé au centre de l'écran, puis ensuite en position DC.

Bouton déplacement vertical = (flèche I) ce petit bouton est à placer de façon à positionner le tracé horizontal au centre de l'écran.

Sonde oscilloscope = (voir figure 10) il est conseillé de placer l'inverseur de la sonde sur x1.

Sélecteur V/div de CH1 (flèche C) si vous connaissez déjà approximativement la valeur en V de la tension à mesurer, sélectionnez la portée convenable avec le sélecteur V/div. Sinon, mettez ce sélecteur sur la portée maximale 5 V/div et placez l'inverseur de la sonde sur x10.

La mesure de la tension redressée sur le schéma électrique de la figure 1

Si nous plaçons le sélecteur AC-GND-DC (flèche B, figure 8) sur DC et si nous relions la pointe de touche à la sortie (R1) de l'étage redresseur de la figure 1, nous visualiserons un signal composé de beaucoup de demi ondes positives séparées par un espace à tension zéro (car les demi ondes négatives manquent). La fréquence de ce signal est de 50 Hz, comme celle

V/div	1 trait	2 traits	3 traits	4 traits	5 traits
2 mV	0,4 mV	0,8 mV	1,2 mV	1,6 mV	2,0 mV
5 mV	1,0 mV	2,0 mV	3,0 mV	4,0 mV	5,0 mV
10 mV	2,0 mV	4,0 mV	6,0 mV	8,0 mV	10 mV
20 mV	4,0 mV	8,0 mV	12 mV	16 mV	20 mV
50 mV	10 mV	20 mV	30 mV	40 mV	50 mV
0,1 V	0,02 V	0,04 V	0,06 V	0,08 V	0,1 V
0,2 V	0,04 V	0,08 V	0,12 V	0,16 V	0,2 V
0,5 V	0,1 V	0,2 V	0,3 V	0,4 V	0,5 V
1 V	0,2 V	0,4 V	0,6 V	0,8 V	1,0 V
2 V	0,4 V	0,8 V	1,2 V	1,6 V	2,0 V
5 V	1,0 V	2,0 V	3,0 V	4,0 V	5,0 V

Figure 11 : Dans la Leçon précédente nous avons expliqué et montré qu'en correspondance du centre de l'écran se trouve une croix graduée divisée en cinq traits, ce qui permet d'évaluer les "décimales" d'une tension. Le Tableau donne les valeurs des tensions pour 1, 2, 3, 4 et 5 traits en fonction de la position du bouton des V/div (représenté figure 9).

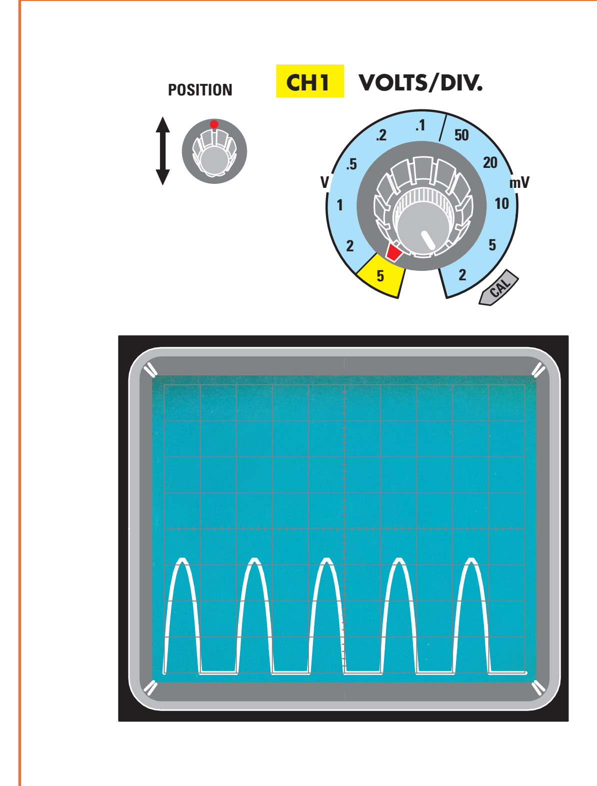


Figure 12 : Pour mesurer l'amplitude des demi ondes positives, vous devez placer le tracé sur la première ligne du bas de l'écran, puis lire le nombre de carreaux couverts auxquels vous ajouterez la tension des traits en vous référant au Tableau 1

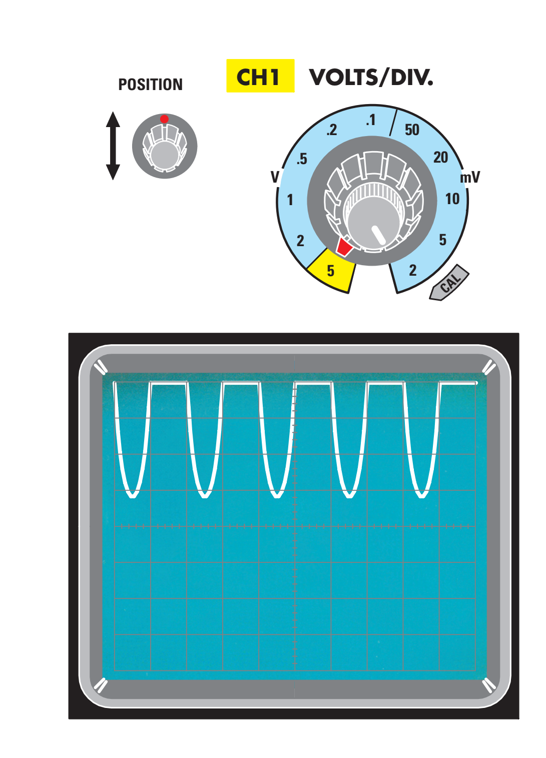


Figure 13 : Pour mesurer l'amplitude des demi ondes négatives, vous devez placer le tracé sur la dernière ligne en haut de l'écran, puis lire le nombre de carreaux couverts auxquels vous ajouterez la tension des traits en vous référant au Tableau 1

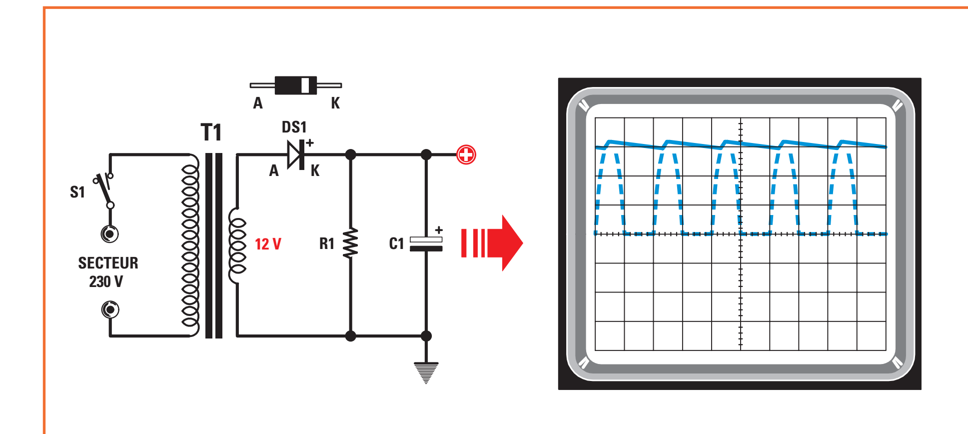


Figure 14 : Si l'on applique à la sortie de l'étage redresseur de la figure 1 un condensateur électrolytique C1 dont la patte positive sera orientée vers la diode, la tension impulsionnelle sera lissée. Pour calculer la capacité de C1, lisez la Leçon.

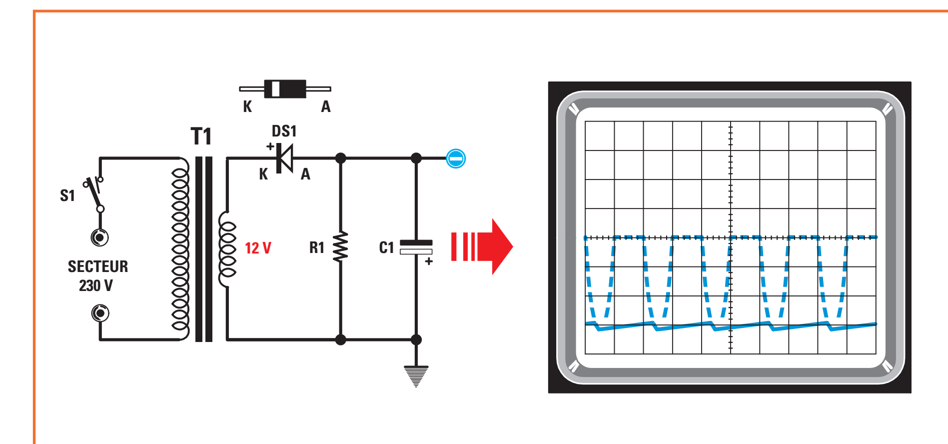


Figure 15 : Si l'on applique à la sortie de l'étage redresseur de la figure 2 un condensateur électrolytique C1 dont la patte positive est orientée vers la masse, la tension impulsionnelle sera lissée. Pour calculer la capacité de C1, lisez la Leçon.

du secteur 230 V. Pour mesurer l'amplitude de ces demi ondes positives, vous devez exécuter ces opérations :

- Mettez le sélecteur Time/div sur 10 ms (voir figure 9), de façon à visualiser cinq sinusoïdes entières (voir figure 12).

- Mettez le sélecteur V/div sur 5 V/div (voir figure 9). Il est conseillé d'utiliser cette valeur car avec une valeur inférieure à 2 V/div, le tracé sortirait des huit carreaux verticaux.

Déplacez le tracé vers le bas avec le bouton de positionnement vertical, jusqu'à en faire coïncider la partie inférieure avec la première ligne du bas de l'écran (voir figure 12) : vous obtiendrez ainsi un signal d'une amplitude de trois carreaux et un trait. Comme le sélecteur est sur 5 V/div, les trois carreaux font

3 x 5 = 15 V

et le trait (si l'on consulte le Tableau 1 figure 11) 1 V, ce qui fait en tout

15 + 1 = 16 V.

C'est là la valeur maximale des demi ondes positives sortant de ce redresseur (figure 1). La valeur maximale en V atteinte par ces demi ondes positives peut être trouvée à partir de la tension alternative Va fournie par le transformateur avec la formule :

V sortie = (Va x 1,414) – 0,7

où V sortie est la valeur maximale des pics positifs des demi ondes redressées par DS1, Va la tension alternative fournie par le transformateur et mesurée avec un multimètre, 1,414 une constante utilisée pour trouver les Vpp quand on connaît Va, 0,7 la valeur moyenne de la chute de tension dans DS1. En remplaçant les symboles par les valeurs nous obtenons :

V sortie = (12 x 1,414) – 0,7 = 16,268 V.

La mesure de la tension redressée sur le schéma électrique de la figure 2

Si nous relions maintenant la pointe de touche à la sortie (R1) de l'étage redresseur de la figure 2, nous visualisons un signal composé d'une série de demi ondes négatives séparées par un espace à tension zéro (car les demi ondes positives manquent). La fréquence de ce signal est de 50 Hz, comme celle du secteur 230 V. Pour mesurer l'amplitude de ces demi ondes négatives, vous devez procéder comme pour la mesure des demi ondes positives, mais en positionnant cette fois le tracé sur la dernière ligne du haut de l'écran, comme le montre la figure 13. Pour connaître a valeur maximale en V des demi ondes négatives, utilisez la formule

V sortie = (Va x 1,414) – 0,7

où V sortie est la valeur maximale des pics négatifs des demi ondes redressées par DS1, Va la tension alternative fournie par le transformateur et mesurée avec un multimètre, 1,414 une constante utilisée pour trouver les Vpp quand on connaît Va, 0,7 la valeur moyenne de la chute de tension dans DS1. En remplaçant les symboles par les valeurs nous obtenons :

V sortie = (12 x 1,414) – 0,7 = 16,268 V.

Il s'agit bien sûr cette fois d'une tension négative par rapport à la masse.

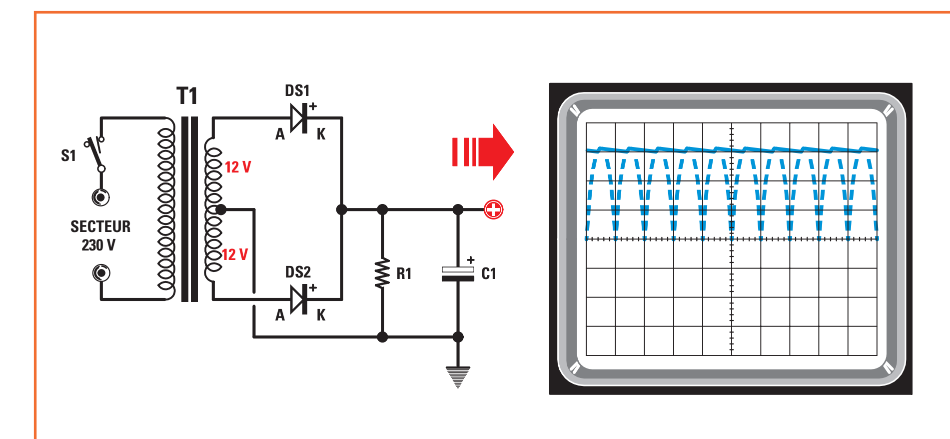


Figure 16 : Si l'on applique à la sortie de l'étage redresseur de la figure 3 un condensateur électrolytique C1 dont la patte positive est orientée vers la cathode des diodes, la tension impulsionnelle sera lissée. Pour calculer la capacité de C1, lisez la Leçon.

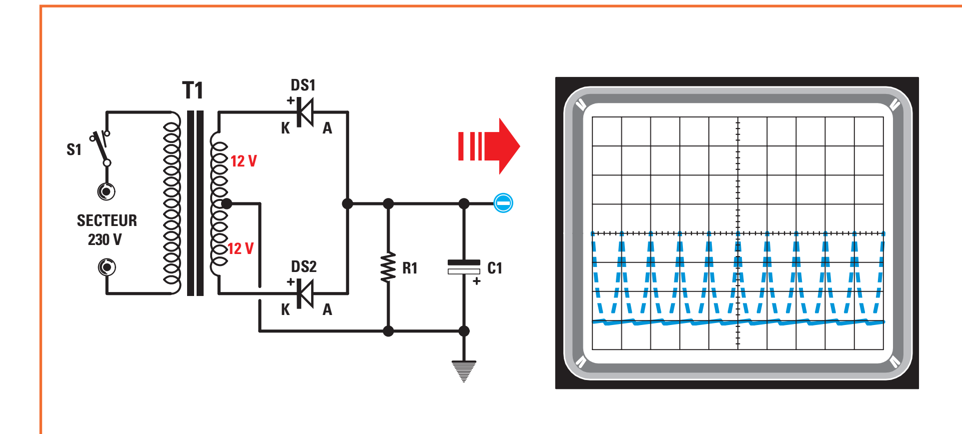


Figure 17 : Si l'on applique à la sortie de l'étage redresseur de la figure 4 un condensateur électrolytique C1 dont la patte positive est orientée vers la masse, la tension impulsionnelle sera lissée. Pour calculer la capacité de C1, lisez la Leçon.

Figure 18 : Pour lisser la tension impulsionnelle positive fournie par le pont redresseur de la figure 6, il est nécessaire de monter à la sortie (entre le pôle positif et la masse) un condensateur électrolytique C1. Pour calculer sa capacité, lisez la Leçon.

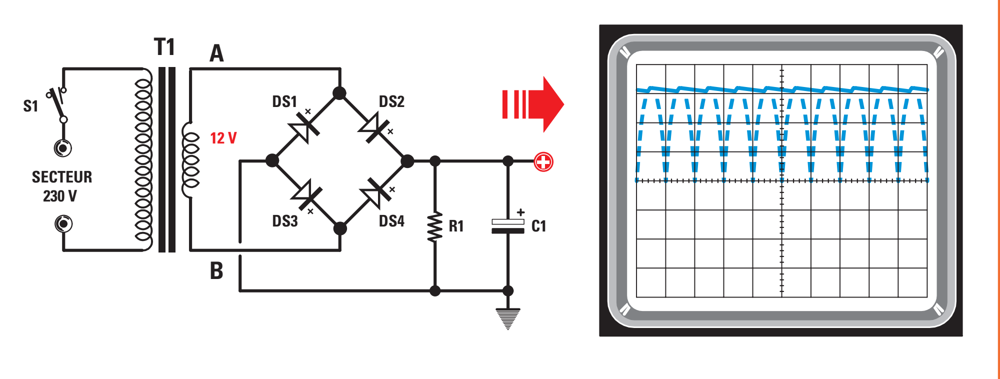
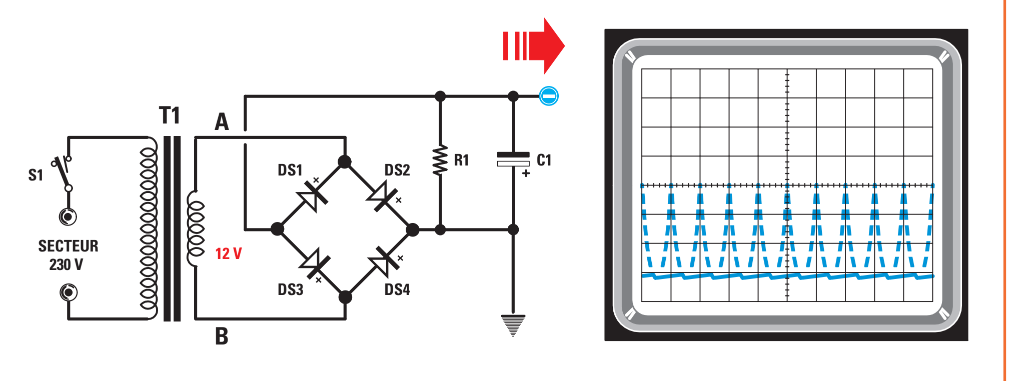


Figure 19 : Pour lisser la tension impulsionnelle négative fournie par le pont redresseur de la figure 7, il est nécessaire de monter à la sortie (entre le pôle négatif et la masse) un condensateur électrolytique C1. Dans ce schéma, le pôle positif de l'électrolytique est tourné vers la masse.



La mesure de la tension redressée sur le schéma électrique de la figure 3

Dans le schéma électrique de la figure 3 nous avons deux diodes redresseuses reliées chacune à une des extrémités des enroulements du secondaire à point milieu et donc si nous relions maintenant la pointe de touche à la sortie (R1) de l'étage redresseur, nous visualisons un signal composé de deux demi ondes positives.
La fréquence de ce signal n'est plus de 50 Hz, comme dans les deux cas précédents, mais de 100 Hz, soit le double. Pour mesurer l'amplitude d'une tension redressée composée de doubles demi ondes positives, vous devez procéder comme pour la mesure d'une tension redressée à une demi onde positive. Pour connaître a valeur maximale en V de ces demi ondes positives, utilisez la formule

V sortie = (Va x 1,414) – 0,7.

Le transformateur aura cette fois (par exemple) un secondaire capable de fournir une double tension alternative de 18 + 18 V et nous trouverons aux extrémités de R1 une tension impulsionnelle de :

V sortie = (18 x 1,414) – 0,7 = 24,75 V environ.

La mesure de la tension redressée sur le schéma électrique de la figure 4

Dans ce cas également, nous utilisons la formule précédente, mais nous prélèverons en sortie des doubles demi ondes négatives, car la polarité des diodes redresseuses a été inversée.

La mesure de la tension redressée par pont de diodes sur le schéma électrique de la figure 6

Comme le montre le schéma électrique de la figure 6, quatre diodes redresseuses montées en pont sont présentes et donc si nous relions la pointe de touche à la sortie (R1) de l'étage redresseur, nous visualiserons un signal composé de doubles demi ondes positives.

La fréquence de ce signal, composé de doubles demi ondes positives sera de 100 Hz. Pour mesurer l'amplitude d'une tension redressée composée de ces demi ondes positives, vous devez utiliser la formule :

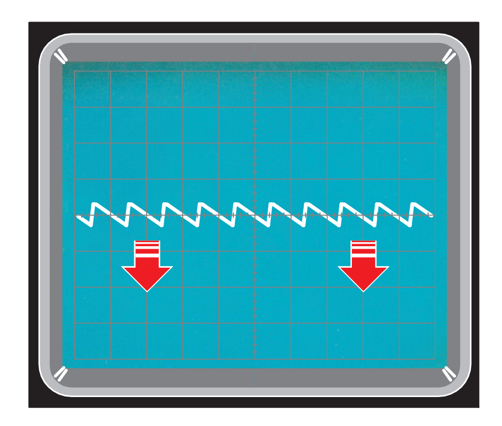
V sortie = (Va x 1,414) – 1,4

où V sortie est la valeur maximale des pics positifs des deux diodes présentes dans le pont, Va la tension alternative fournie par le transformateur et mesurée avec un multimètre, 1,414 une constante utilisée pour trouver les Vpp quand on connaît Va, 1,4 la valeur moyenne de la chute de tension dans les deux diodes du pont (dans un pont, en effet, deux diodes conduisent toujours en même temps et donc leur chute de tension est bien de 0,7 + 0,7 = 1,4 V).

Avec (par exemple) un transformateur dont le secondaire fournit une tension alternative de 12 V, nous aurons aux extrémités de R1 une tension impulsionnelle de :

V sortie = (12 x 1,414) – 1,4 = 15,5 V.

Notez qu'en utilisant un pont de diodes la chute de tension est de 1,4 V au lieu de 0,7 V.



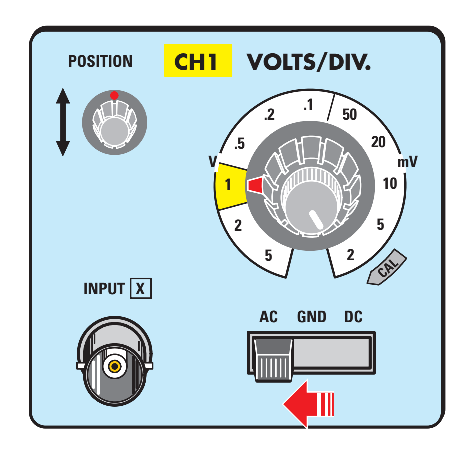


Figure 20 : Pour mesurer l'amplitude de l'ondulation résiduelle ("ripple" en Anglais), il suffit de placer le tracé en bas de l'écran et de mesurer l'amplitude du signal. S'il est peu visible, augmentez la sensibilité avec le bouton V/div (voir figure 21).

La mesure de la tension redressée par pont de diodes sur le schéma électrique de la figure 7

Le schéma électrique de la figure 7 ne diffère qu'en ce que la tension prélevée étant redressée par DS1 et DS3, nous aurons en sortie un signal composé de doubles demi ondes négatives. La formule précédente est toujours valide.

La mesure de la tension à l'entrée d'un redresseur

Le premier problème qui se présente si vous avez besoin d'une tension continue redressée, est de connaître la tension alternative à appliquer à l'entrée du redresseur. Les figures 1, 2, 3, 4, 6 et 7 donnent le schéma électrique de différents circuits redresseurs.

Nous donnons ci-après les formules permettant de calculer, pour chacun d'eux, la tension alternative à appliquer sur leurs entrées pour obtenir en sortie une tension impulsionnelle, laquelle ne deviendra continue que si nous montons sur la sortie un condensateur électrolytique de lissage.

Étage redresseur à une diode (figures 1 et 2)

La formule permettant de trouver la tension alternative d'entrée Va est la suivante :

Va = (V sortie + 0,7) : 1,414

et donc, pour obtenir à la sortie de DS1 (voir figures 1 et 2) des demi ondes atteignant une amplitude de 18 V (par exemple), la tension alternative sortant du secondaire du transformateur à appliquer à l'entrée du redresseur sera de :

Va = (18 + 0,7) : 1,414 = 13,22 V environ.

Nous choisirons un transformateur dont le secondaire a une valeur de tension nominale de 13 V.

Étage redresseur à deux diodes (figures 3 et 4)

La formule permettant de trouver la tension alternative d'entrée Va est la même, à savoir :

Va = (V sortie + 0,7) : 1,414,

sans oublier que cette tension sera doublée car le transformateur utilisé est à secondaire à point milieu. Donc, pour obtenir à la sortie de DS1-DS2 (voir figures 3 et 4) des demi ondes atteignant une amplitude de 16,3 V (par exemple), la tension alternative sortant du secondaire du transformateur à appliquer à l'entrée du redresseur sera de :

Va = (16,3 + 0,7) : 1,414 = 12 V environ.

Nous choisirons un transformateur dont le secondaire à point aura une valeur de tension double nominale de 12 + 12 V.

Étage redresseur à quatre diodes (figures 6 et 7)

La formule permettant de trouver la tension alternative d'entrée Va est la suivante :

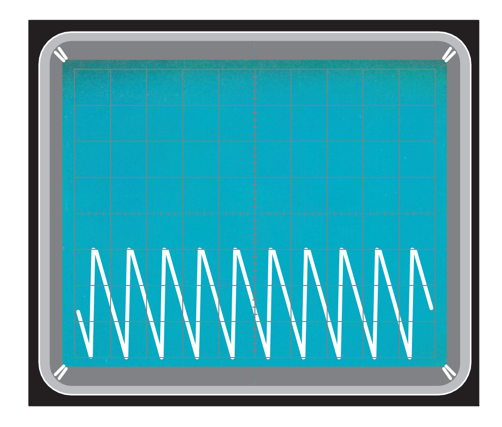
Va = (V sortie + 1,4) : 1,414.

Le nombre 1,4 correspond à la somme des chutes de tensions dans les deux diodes : 0,7 + 0,7 = 1,4 V. Donc, pour obtenir à la sortie du pont des diodes DS1-DS2-DS3-DS4 (voir figures 6 et 7) des demi ondes atteignant une amplitude de 15,6 V (par exemple), la tension alternative sortant du secondaire du transformateur à appliquer à l'entrée du pont redresseur sera de :

Va = (15,6 + 1,4) : 1,414 = 12 V environ.

Le passage de la tension impulsionnelle à la tension continue

Les tensions redressées fournies à la sortie des circuits redresseurs proposés dans cette Leçon seront visualisés par des demi ondes à la fréquence de 50 ou 100 Hz et non sous la forme



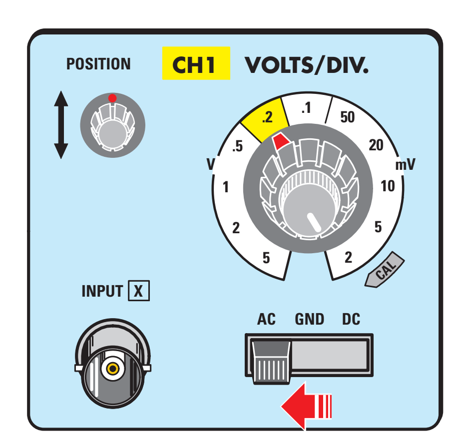


Figure 21: Si, quand on place le bouton V/div sur 0,2 V/div, l'ondulation résiduelle atteint une amplitude de 3 carreaux, vous pouvez être certain que votre étage redresseur a une ondulation résiduelle de 0,2 x 3 = 0,6 V.

d'une ligne continue, comme cela se produirait si nous contrôlions la tension fournie par une batterie ou une pile.

Or, cette tension impulsionnelle, nous ne pourrons jamais l'utiliser pour alimenter un circuit électronique (ils réclament en effet une tension continue): nous devrons donc la transformer en une tension parfaitement continue en montant à la sortie un condensateur électrolytique de lissage (sans oublier de respecter la polarité +/– de ses pattes ou de ses bornes).

Ce condensateur électrolytique, habituellement de forte capacité, fonctionne comme un réservoir: il fournit une tension au circuit à alimenter lorsque la diode redresseuse, entre une sinusoïde et l'autre, ne conduit pas. La capacité de ce condensateur électrolytique doit être proportionnelle au courant consommé par le circuit à alimenter; cette capacité dépend aussi du type de redresseur utilisé, à demi onde ou à double demi onde.

Le redresseur à une demi onde

A la sortie des circuits utilisant une seule diode redresseuse (voir figures 14 et 15), on obtient une tension impulsionnelle à la fréquence de 50 Hz et pour la lisser on doit utiliser un condensateur dont la capacité C se calcule avec la formule:

C = 40 000 : (U : I)

où C est la capacité de l'électrolytique en µF, 40 000 une constante valable pour un redressement à une seule demi onde, U la tension impulsionnelle en V à la sortie de la diode, I le courant maximal en A que consomme le circuit à alimenter.
Par exemple, si nous voulons réaliser l'étage d'alimentation de la figure 14, dont sort une tension de 16 V et en mesure d'alimenter un circuit consommant à la puissance maximale un courant de 0,8 A, pour connaître la capacité C du condensateur électrolytique à utiliser nous devons effectuer cette opération:

C = 40 000 : (16 : 0,8) = 2 000 µF.

La valeur normalisée que nous choisirons est 2 200 µF.

Le redresseur à double demi onde

A la sortie des circuits utilisant deux diodes redresseuses (voir figures 16, 17, 18 et 19), on obtient une tension impulsionnelle à la fréquence de 100 Hz et pour la lisser on doit utiliser un condensateur de capacité C moindre, qui se calcule avec la formule:

C = 20 000 : (U : I)

où C est la capacité de l'électrolytique en µF, 20 000 une constante valable pour un redressement à double demi onde, U la tension impulsionnelle en V à la sortie des diodes ou du pont, I le courant maximal en A que consomme le circuit à alimenter.
Par exemple, si nous voulons réaliser l'étage d'alimentation des figures 18 et 19, dont sort une tension impulsionnelle de 16 V environ et en mesure d'alimenter un petit amplificateur consommant à la puissance maximale un courant de 1 A, pour connaître la capacité C du condensateur électrolytique à utiliser nous devons effectuer cette opération:

C = 20 000 : (16 : 1) = 1 250 µF.

La valeur normalisée que nous choisirons est 1 500 µF.

Le résidu de tension alternative

Même si nous montons à la sortie de ces alimentations un condensateur électrolytique de la capacité requise, nous n'obtiendrons jamais à la sortie une tension parfaitement continue, mais il restera toujours un petit résidu d'alternatif que le haut-parleur de la radio ou de l'amplificateur restituera en ronflement (ou bourdonnement) d'alternatif. Ce résidu, cette ondulation résiduelle se nomme "ripple" en Anglais. En effet, si nous connectons l'oscilloscope à la sortie de ces alimentations, une ligne légèrement ondulée (ou froncée) est visualisée (voir figure 20). Pour connaître l'amplitude de cette ondulation résiduelle, il faut paramétrer l'oscilloscope comme pour une mesure de tension alternative. Reliez la pointe de touche à l'entrée d'alimentation du circuit alimenté et vérifiez que l'amplitude de l'ondulation résiduelle augmente en

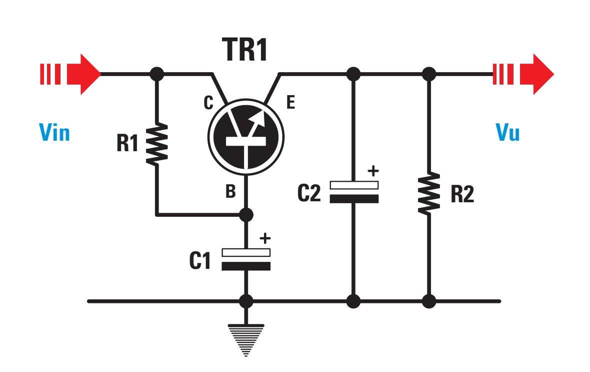


Figure 22 : Si l'on monte à la sortie de l'étage redresseur ce filtre, composé d'un NPN de puissance TR1, on élimine tout résidu d'alternatif.

Liste des composants

TR1.... NPN de puissance
R1 ..... 1 k
R2 ..... 2,2 k
C1...... 470 µF électrolytique
C2...... 100 µF électrolytique

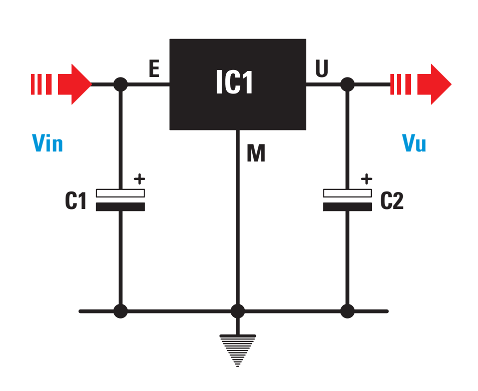


Figure 23 : Si l'on monte à la sortie de l'étage redresseur un circuit intégré régulateur, lequel pourvoie à stabiliser la tension sur une valeur nominale caractéristique, on élimine automatiquement tout résidu d'alternatif.

Liste des composants

IC1..... circuit intégré régulateur, par exemple 7805 (lire la Leçon)
C1...... 2 200 µF électrolytique
C2...... 100 µF électrolytique

même temps que le courant consommé : cette dernière peut atteindre parfois 0,4 à 0,6 V, soit 4 à 600 mV ! Elle se mesure en mettant le sélecteur AC-GND-DC sur AC et en tournant le bouton de positionnement vertical pour que le tracé soit en bas de l'écran (voir figure 20) : on mesure ensuite la distance en carreau entre le pic supérieur et le pic inférieur.

Si elle est peu visible, il suffit de mettre le bouton V/div sur 0,5 ou bien 0,2 V de façon à amplifier l'amplitude du signal (voir figure 21) S'il est par exemple sur 0,2 V (en américain .2 V) et que l'ondulation résiduelle a une amplitude de trois carreaux (voir figure 21), cette amplitude est V est de :

3 x 0,2 = 0,6 V, soit 600 mV.

Comment éliminer l'ondulation résiduelle

Pour obtenir une tension la plus continue possible, c'est-à-dire éliminer l'ondulation résiduelle au maximum, il existe deux solutions.

La première consiste à utiliser un simple filtre constitué d'un transistor de puissance (voir figure 22). Le signal redressé que l'on veut filtrer est relié au collecteur d'un NPN dont la base est alimentée à travers une résistance R1 de 1 k et lissé par un condensateur électrolytique C1 de 470 µF.

Le signal filtré est prélevé sur l'émetteur et on monte sur cet émetteur un second condensateur électrolytique C2 de 100 µF. Attention, ce circuit sert seulement à éliminer l'ondulation résiduelle, mais non à stabiliser la tension appliquée à l'entrée.

La seconde à monter un quelconque circuit intégré stabilisateur (on dit plutôt régulateur), comme le montre la figure 23. Le signal redressé que l'on veut filtrer est relié à la patte d'entrée E pour être prélevé sur la patte de sortie U, comme le montre la figure 23.

Si on monte un régulateur IC1, la tension non seulement est filtrée, mais encore elle est stabilisée à la valeur de tension voulue.

Si par exemple nous souhaitons obtenir une tension filtrée stabilisée à 5 V, nous monterons un circuit intégré régulateur L7805 ou µA7805, etc. Pour obtenir 12 V aux mêmes conditions on montera un L7812 ou 7812, etc. (en principe les deux derniers chiffres indiquent la tension nominale : 5, 6, 8, 9, 10, 12, 18, 24 V...et les régulateurs négatifs ont pour deux premiers chiffres le plus souvent 79 et pour les deux derniers chiffres, même chose que pour les régulateurs positifs).

Dans les caractéristiques de ces régulateurs on trouve la valeur de réjection de l'ondulation résiduelle exprimée en dB : elle exprime de combien de dB le régulateur atténue l'ondulation résiduelle appliquée à leur entrée.

Normalement elle varie de 60 à 70 dB. Une atténuation de 60 dB, cela revient à atténuer l'ondulation résiduelle de mille fois, 70 dB de 3 162 fois. Par exemple, si à la sortie d'un étage redresseur nous avons une ondulation résiduelle de 0,6 V d'amplitude (voir figure 21) et si nous le relions à l'entrée du régulateur de la figure 23, à la sortie de ce dernier nous aurons une ondulation résiduelle de :

0,6 : 1 000 = 0,0006 V

si le circuit intégré régulateur atténue de 60 dB et de :

0,6 : 3 162 = 0,00018 V

s'il atténue de 70 dB. Une valeur aussi élevée d'atténuation de l'ondulation résiduelle rend cette dernière infime (vous le voyez !) et l'on peut se dire qu'une tension alternative redressée par une ou des diodes puis lissée par un condensateur électrolytique de capacité adéquate et enfin stabilisée par un régulateur de tension intégré est véritablement capable de rivaliser avec la perfection de la tension fournie par une pile ou une batterie.

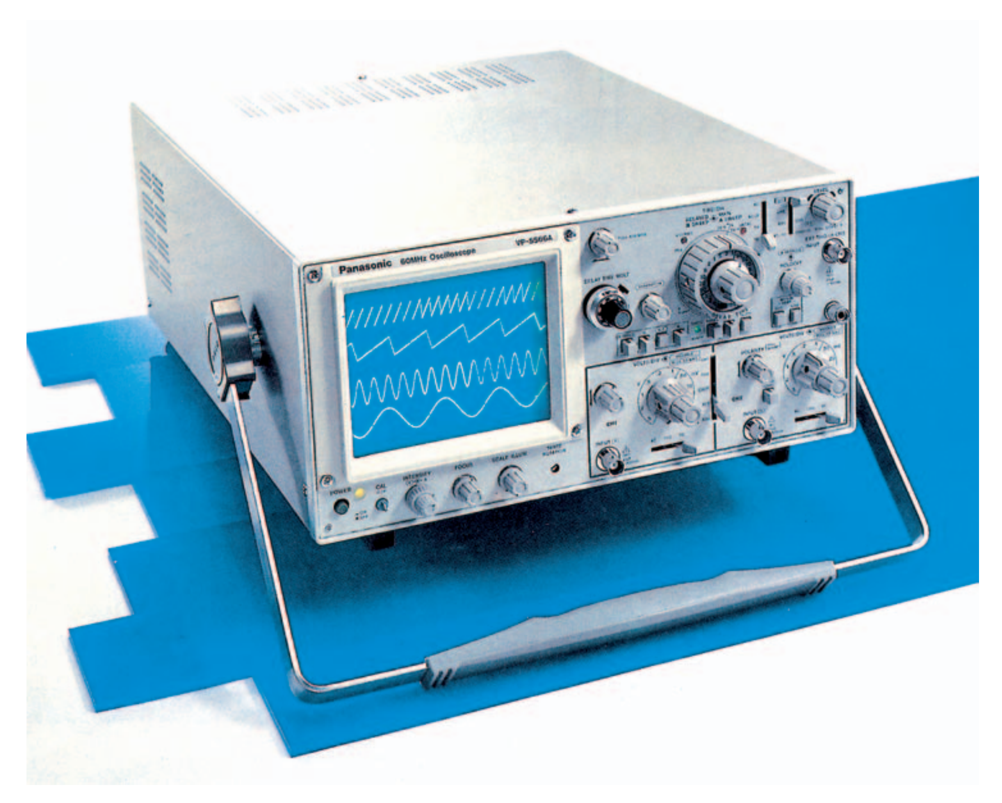
NOTES

Comment utiliser l'oscilloscope

Le signal carré et son rapport cyclique visualisés à l'oscilloscope

Cinquième partie

Vous pouvez mesurer facilement au moyen d'un oscilloscope le rapport cyclique en pourcent (%) de tout signal à forme d'onde carrée (on dit couramment signal carré), ainsi que la durée de son T/on et de son T/off exprimés en seconde, ms, ou µs ; en outre vous pouvez calculer la tension obtenue à la sortie d'un circuit piloté par un signal carré à rapport cyclique variable.



Ce terme, vous le rencontrez souvent dans les articles des revues d'électronique, soit en Anglais ("duty cycle"), soit en Français (rapport cyclique), mais ces articles ne rappellent pas toujours qu'il s'agit du rapport, exprimé en %, entre la durée T/on et la période entière d'un signal carré (voir figure 2). T/on est la durée pendant laquelle l'onde carrée reste à son niveau maximum positif ; T/off la durée de pause de cette onde carrée (pendant laquelle son niveau est 0 V).
La somme des durées T/on + T/off est la période de l'onde carrée.

A l'oscilloscope, si vous utilisez l'entrée CH1, vous devez au préalable :

- en Vertical Mode presser le poussoir CH1
- en Trigger Mode presser la poussoir Auto
- en Trigger Source placer le levier sur Normal.

On sait que, lorsqu'on effectue la mesure d'un signal inconnu, on n'a pas une idée très précise de son amplitude en V (laquelle peut nous surprendre) ; même chose pour sa fréquence. Alors, pour visualiser à l'écran des signaux carrés,

mieux vaut placer le bouton des V/div de CH1 de telle façon que le tracé de l'onde couvre 4 ou 5 carreaux verticalement et celui du Time/div pour 2 ou 3 ondes complètes, comme le montre la figure 2. Sur cette figure vous voyez (en haut) que la durée T/on correspond au niveau maximum positif du signal et (en bas) la durée de la pause T/off où le signal a une amplitude de 0 V. Pour mesurer l'espace occupé par T/on et T/off, nous vous conseillons de visualiser 2 ou 3 ondes complètes car, avec une seule onde, le début comme la fin de l'onde risquent d'être hors de l'écran.

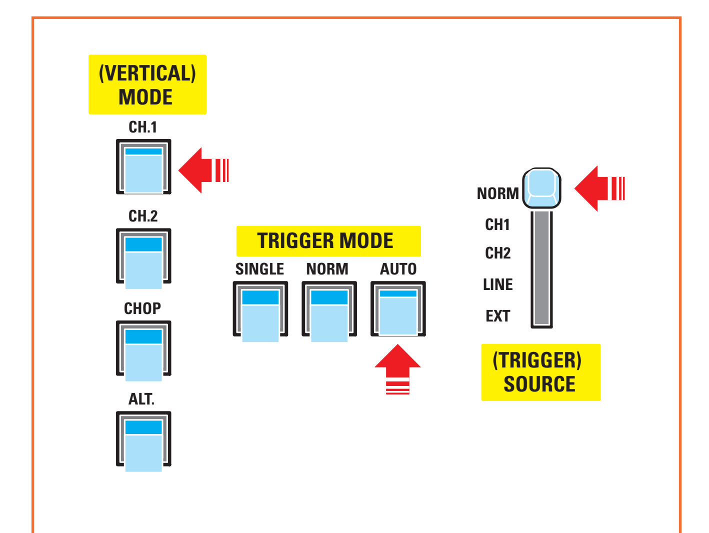


Figure 1 : Si nous utilisons l'entrée CH1, nous devons presser le poussoir CH1 du Vertical Mode et le poussoir Auto du Trigger Mode puis enfin mettre le Trigger Source sur Normal.

Le calcul du rapport cyclique en pourcent

Si vous souhaitez connaître le rapport cyclique en % d'un signal à onde carrée, vous devez simplement compter le nombre de carreaux pendant lesquels le signal reste à sa tension positive maximale (à son amplitude maximale), soit T/on et le nombre de carreaux pendant lesquels il est à son amplitude de pause 0 V, soit T/off. Connaissant ces deux valeurs, vous calculerez le rapport cyclique en % avec la formule :

Rapport cyclique % = T/on : (T/on + T/off) x 100.

Comme le montre la figure 6, l'impulsion positive T/on couvre une largeur de 3 carreaux et l'impulsion de pause T/off 3 carreaux également. Le rapport cyclique est donc de :

3 : (3 + 3) x 100 = 50%.

Cela signifie que cette onde reste pendant 50% de sa période à son amplitude (ou tension) positive maximale et pendant 50% de sa période à sa valeur de pause 0 V.

Figure 7, l'impulsion positive T/on couvre 5 carreaux et la pause T/off 1 carreau. Le rapport cyclique est donc de :

5 : (5 + 1) x 100 = 83,33%.

Cela signifie que cette onde reste pendant 83,33% de sa période à son amplitude (ou tension) positive maximale et pendant 16,67% de sa période à sa valeur de pause 0 V.
Figure 8, l'impulsion positive T/on couvre 1 carreau et la pause T/off 3 carreaux. Le rapport cyclique est donc de :

1 : (1 + 3) x 100 = 25%.

Cela signifie que cette onde reste pendant 25% de sa période à son amplitude (ou tension) positive maximale et pendant 75% de sa période à sa valeur de pause 0 V.

Le calcul de la durée et de la fréquence

Si au lieu de connaître le pourcentage des durées sur T/on et sur T/off, vous voulez savoir combien de temps (en s, ms ou µs) le signal carré reste à son niveau maximum positif et à son niveau de pause 0 V, vous devez compter le nombre de carreaux occupés horizontalement par T/on et par T/off puis lire le temps sélectionné avec le bouton Time/div (voir figure 9). Afin d'éviter toute erreur de calcul, il faut toujours régler ce bouton pour visualiser à l'écran au moins deux ondes entières. Supposons que l'on visualise un signal comme celui que montre la figure 9.

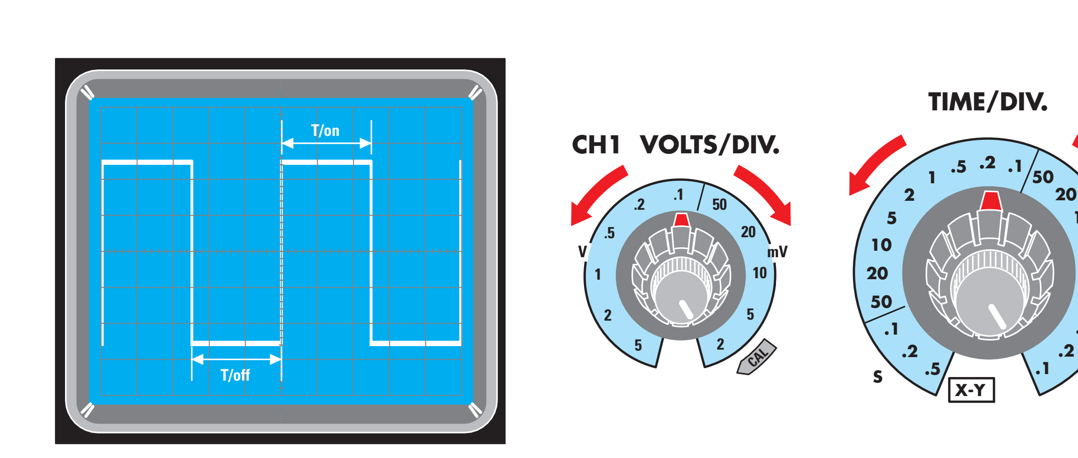


Figure 2 : Pour calculer le % du rapport cyclique d'un signal carré, il suffit de compter le nombre de carreaux horizontaux pendant lesquels le signal reste sur T/on (tension positive maximale) et celui pendant lesquels il reste en pause sur T/off. Pour mesurer les durées de T/on et T/off, réglez Time/div pour visualiser à l'écran 2 ou 3 ondes entières et V/div pour couvrir 4 à 5 carreaux verticaux.

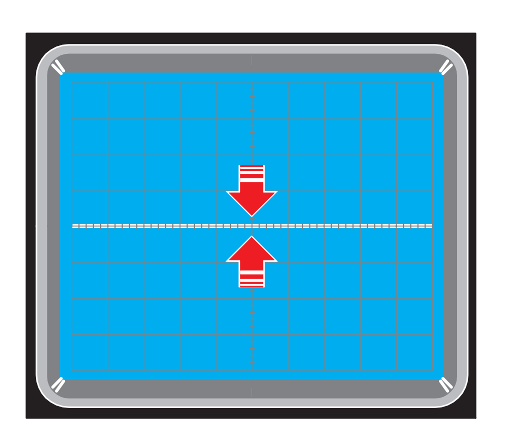


Figure 3 : Avant d'effectuer une mesure, mettez le sélecteur AC-GND-DC sur GND et tournez le petit bouton POSITION de façon à mettre le tracé au centre.

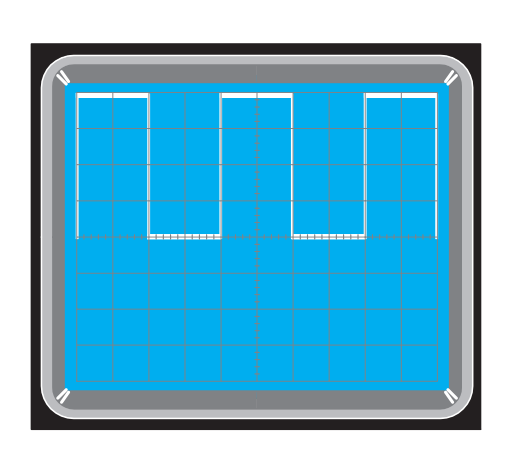


Figure 4 : Quand cela est fait, mettez le sélecteur AC-GND-DC sur DC et si l'onde se positionne dans la partie supérieure de l'écran c'est que le signal carré a une polarité positive.

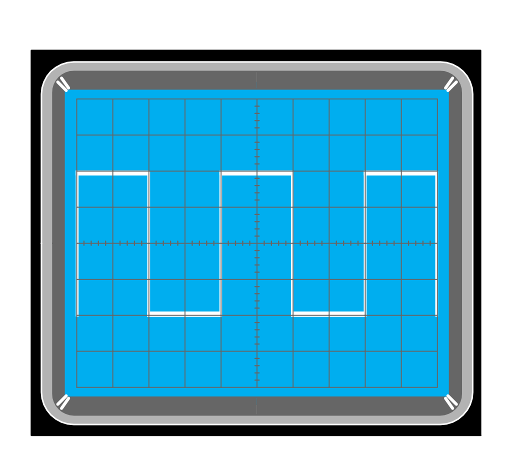


Figure 5 : Si elle se positionne à moitié au dessus de la ligne horizontale médiane et à moitié en dessous, c'est que le signal est double, c'est-à-dire composé d'une demi onde positive et d'une demi onde négative par rapport à la masse.

Pour calculer les durées de T/on et T/off, vous devez multiplier le nombre de carreaux horizontaux par la valeur lue sur Time/div, soit utiliser la formule :

Temps = nombre carreaux x Time/div.

Sur la figure 9, T/on occupe 1 carreau et T/off 3 carreaux ; or Time/div est sur 0,5 ms, ce qui donne :

T/on = 1 x 0,5 = 0,5 ms
T/off = 3 x 0,5 = 1,5 ms.

En comptant le nombre de carreaux horizontaux de l'onde entière, soit T/on + T/off, on peut connaître sa fréquence en utilisant ces formules :

Hz = 1 000 : [ms x carreaux (T/on + T/off)]
kHz = 1 000 : [µs x carreaux (T/on + T/off)]
MHz = 1 : [µs x carreaux (T/on + T/off)].

Figure 9, T/on occupe 1 carreau et T/off 3 carreaux, l'onde complète 1 + 3 = 4 carreaux. Time/div est sur 0,5 ms, la fréquence est donc de :

1 000 : (0,5 ms x 4 carreaux) = 500 Hz.

Figure 10, T/on couvre 6 carreaux et T/off 2 carreaux ; or Time/div est sur 20 µs, ce qui donne :

T/on = 6 x 20 = 120 µs
T/off = 2 x 20 = 40 µs.

Comme l'onde entière occupe 8 carreaux, la fréquence est de :

1 000 : (20 µs x 8 carreaux) = 6,25 kHz soit 6 250 Hz.

L'amplitude d'un signal carré

Pour connaître l'amplitude en Volts du signal carré apparaissant à l'écran, il suffit de savoir sur quelle valeur est réglé le bouton V/div et la multiplier par le nombre de carreaux occupés verticalement par T/on. Si, par exemple, ce bouton est sur 2 V et si l'amplitude de T/on est de 6 carreaux (voir figure 9), ce signal a une tension (ou amplitude) de :

2 x 6 = 12 V.

Si ce bouton était sur 5 V et si T/on occupait verticalement 3 carreaux, le signal aurait une amplitude de :

3 x 5 = 15 V.

Note : n'oubliez jamais de contrôler que l'inverseur présent sur la sonde est bien sur x1, s'il était sur x10 il faudrait multiplier l'amplitude obtenue en V par dix (car x10 veut dire que la sonde atténue d'un facteur dix).

L'utilisation du rapport cyclique pour faire varier une tension

Comprenez que la variation en % du rapport cyclique d'un signal carré ne fera jamais varier sa fréquence, car la somme des durées T/on + T/off reste toujours constante, qu'on ait un rapport cyclique de 1% ou bien de 99% ! Mais, vous demandez-vous peut-être, à quoi peut bien servir

pratiquement de faire varier le rapport cyclique d'un signal carré ? Beaucoup de circuits électroniques utilisent cette variation en % du rapport cyclique pour faire varier la valeur d'une tension continue en sortie : l'avantage tient à la faible dissipation thermique impliquée par ce procédé (les transistors finaux souffrant moins n'ont pas à être surdimensionnés). Pour connaître la tension que l'on obtient en faisant varier le rapport cyclique, on utilise cette formule :

Veff = (Vcc x T/on) : (T/on + T/off),

où Veff est la tension arrivant aux bornes de l'ampoule ou du petit moteur ou de n'importe quel autre circuit piloté par un signal carré à rapport cyclique variable (voir figures 12, 13 et 14) ; Vcc la tension positive maximale que le signal T/on atteint dans le sens vertical ; T/on la durée pendant laquelle le signal T/on reste à son amplitude ou tension positive maximale (il suffit de compter le nombre de carreaux verticaux et de multiplier par Time/div) ; T/off la durée pendant laquelle le signal T/off reste sur sa pause d'amplitude 0 V (compter les carreaux horizontaux et multiplier par Time/div).

Premier exemple = supposons que nous alimentions une ampoule de 12 V à travers le collecteur d'un transistor dont la base est pilotée par un signal carré comme celui visible figure 9. T/on couvre 6 carreaux verticaux et V/div de CH1 est sur 2 V/carreau : le signal a donc une amplitude de 6 x 2 = 12 V.
Pour connaître la durée T/on, multiplions le nombre de carreaux horizontaux, ici 1 carreau, par la durée réglée sur Time/div, ici 0,5 ms et nous obtenons :

1 x 0,5 = 0,5 ms.

Figure 9, on voit que T/off occupe 3 carreaux horizontaux, sa durée est donc de :

3 x 0,5 = 1,5 ms.

Pour connaître sous quelle tension est alimentée l'ampoule reliée au collecteur de TR1 (voir figure 12), utilisez la formule :

Veff = (Vcc x T/on) : (T/on + T/off)

et l'ampoule sera alimentée sous :

(12 x 0,5 ms) : (0,5 + 1,5 ms) = 3 Veff.

Ci-dessus nous avons donné un exemple de calcul de la tension aux bornes d'une ampoule en comptant le nombre de carreaux et en le multipliant par la valeur de Time/div, mais en principe quand on utilise l'oscilloscope on trouve directement la tension de sortie à partir du nombre de carreaux sans passer par les durées en ms ou en µs en utilisant la formule :

Veff = Vcc x [carreaux T/on : carreaux (T/on + T/off)].

Sachant que T/on atteint une tension maximale Vcc de 12 V et qu'il couvre 1 carreau horizontal et que T/off couvre 3 carreaux horizontaux, la tension aux bornes de l'ampoule (voir figure 12) sera de :

12 V x [1 carreau : (1 + 3 carreaux)] = 3 V.

Connaissant le pourcentage de T/on, dans notre exemple

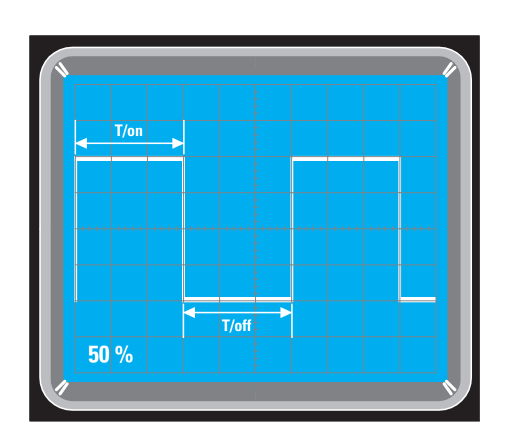


Figure 6 : Pour calculer le % du rapport cyclique, il faut compter combien de carreaux couvre T/on (3 ici), combien en couvre T/off (3 aussi) et effectuer le calcul : 3 : (3 + 3) x 100 = 50% de rapport cyclique.

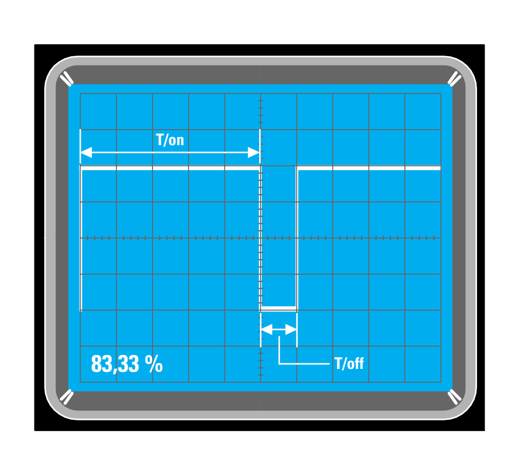


**Figure 7 : Dans le deuxième exemple T/on couvre 1 carreau et T/off 3 carreaux, le % est de :
1 : (1 + 3) x 100 = 25% de rapport cyclique.**

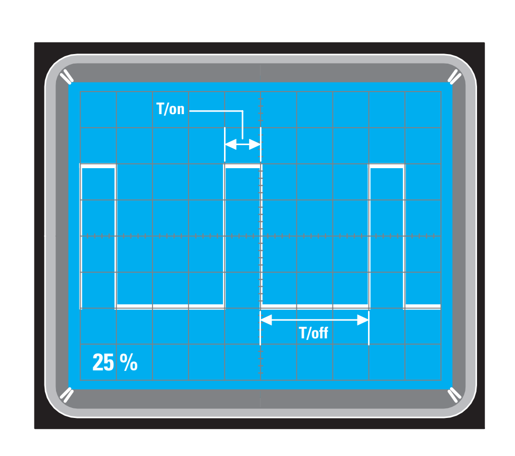


**Figure 8 : Dans le troisième exemple T/on couvre 5 carreaux et T/off 1 carreau, le % est de :
5 : (5 + 1) x 100 = 83,33% de rapport cyclique.**

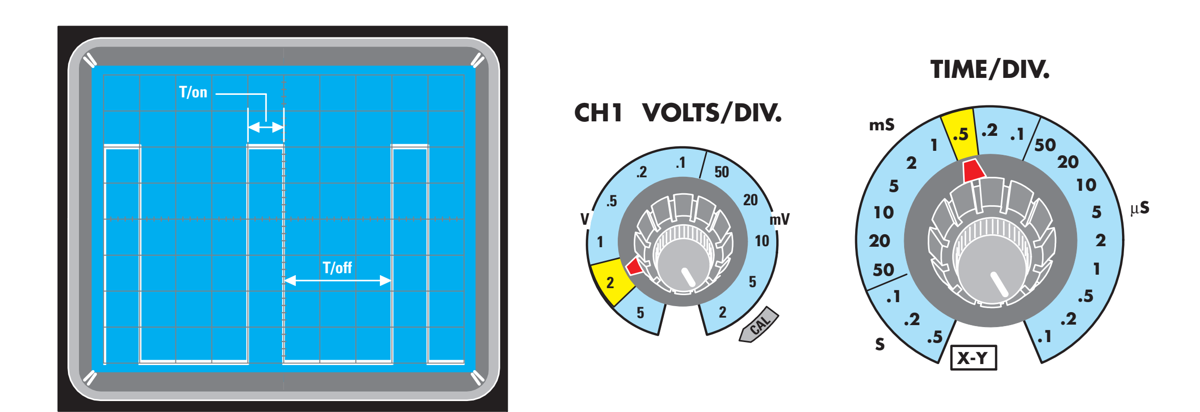


Figure 9 : Pour connaître l'amplitude en V d'un signal carré il suffit de multiplier le nombre de carreaux occupés verticalement par la valeur réglée sur le bouton V/div. Dans cet exemple, l'amplitude du signal atteint 6 x 2 = 12 V. Pour connaître les durées T/on et T/off il suffit de multiplier le nombre de carreaux horizontaux par la valeur de Time/div. Dans cet exemple, T/on couvre 1 carreau (1 x 0,5 = 0,5 ms) et T/off 3 carreaux (3 x 0,5 = 1,5 ms).

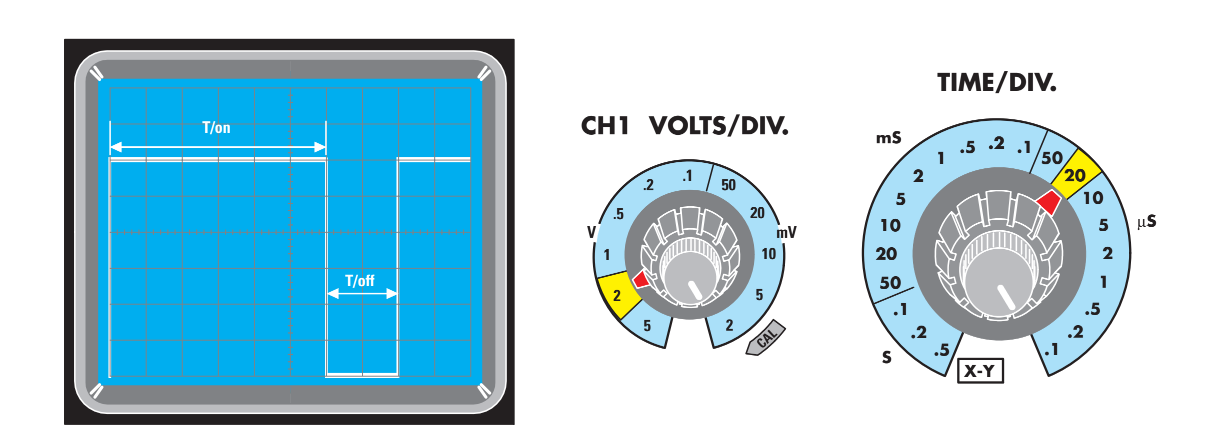


Figure 10 : Dans cet exemple, l'amplitude du signal reste toujours égale à 12 V et ce sont seulement les durées de T/on et T/off qui varient. Le bouton Time/div étant sur 20 µs, les carreaux horizontaux occupés par T/on étant au nombre de 6 et ceux de T/off 2, nous avons une durée T/on de 6 x 20 = 120 µs et de T/off 2 x 20 = 40 µs. La Leçon explique comment, connaissant les durées T/on et T/off, il est facile de trouver la fréquence en Hz, kHz, MHz.

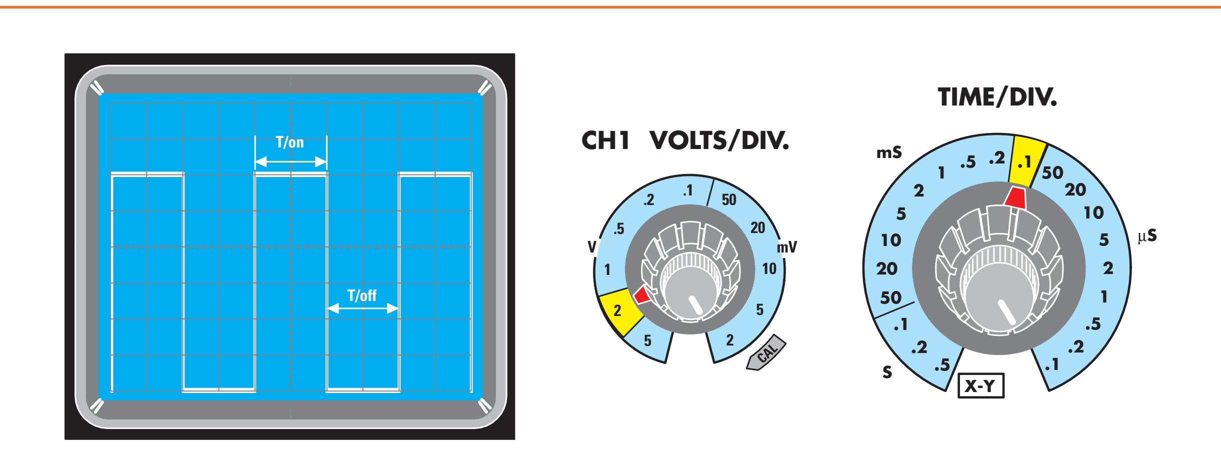


Figure 11 : Dans cet exemple, l'amplitude couvre toujours 6 carreaux verticaux et, le bouton V/div étant sur 2 V, l'amplitude du signal carré est encore égale à 6 x 2 = 12 V. Le nombre des carreaux horizontaux de T/on et T/off étant pour les deux de 2, le Time/div étant réglé sur 0,1 ms, nous avons des durées T/on et T/off égales à 2 x 0,1 = 0,2 ms. Le % du rapport cyclique de ce signal carré est égal à 2 : (2 + 2) = 50%.

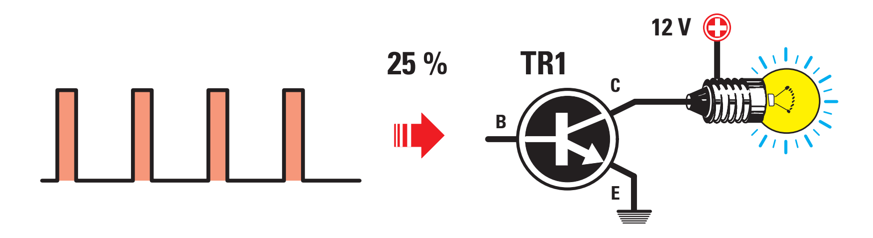


Figure 12 : Si nous pilotons la base d'un transistor avec un signal carré de rapport cyclique 25%, et si nous appliquons sur son collecteur une ampoule alimentée avec une tension de 12 V, cette ampoule s'allumera comme si elle était alimentée avec une tension de seulement 3 V; en effet, [(12 x 25) : 100] = 3 V. Ce calcul s'effectue aussi en comptant les carreaux horizontaux de T/on et T/off = (12 V x T/on) : (T/on + T/off).

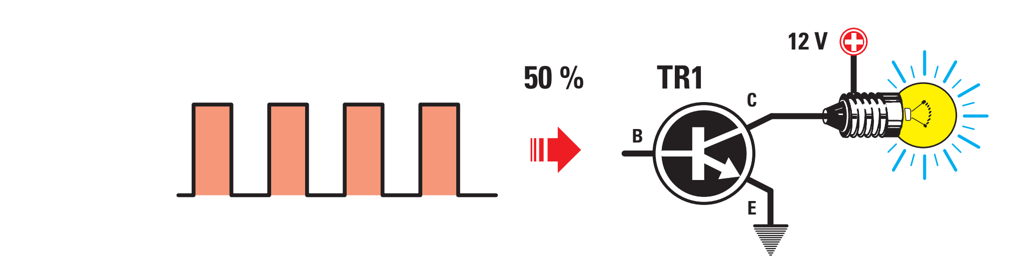


Figure 13 : Si nous pilotons la base d'un transistor avec un signal carré de rapport cyclique 50%, et si nous appliquons sur son collecteur une ampoule alimentée avec une tension de 12 V, cette ampoule s'allumera comme si elle était alimentée avec une tension de 6 V; en effet, [(12 x 50) : 100] = 6 V. Ce calcul s'effectue aussi en comptant les carreaux horizontaux de T/on et T/off = (12 V x T/on) : (T/on + T/off).

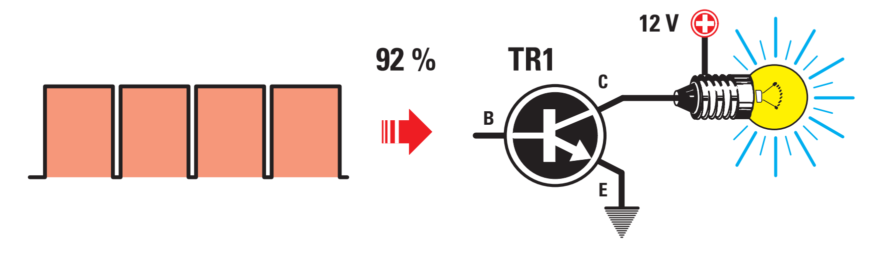


Figure 14 : Si nous pilotons la base d'un transistor avec un signal carré de rapport cyclique 92%, et si nous appliquons sur son collecteur une ampoule alimentée avec une tension de 12 V, cette ampoule s'allumera comme si elle était alimentée avec une tension de 11 V; en effet, [(12 x 92) : 100] = 11,04 V. Ce calcul s'effectue aussi en comptant les carreaux horizontaux de T/on et T/off = (12 V x T/on) : (T/on + T/off).

25%, par rapport à la période entière (voir figure 12), il est possible de trouver directement la tension de sortie avec cette formule simple :

V sortie = (Vcc x %) : 100

en effet, avec ce rapport cyclique l'ampoule sera alimentée sous :

(12 x 25) : 100 = 3 V (voir figure 12).

Deuxième exemple = dans l'exemple précédent, nous avons démontré que, lorsqu'un signal carré a un T/on de 1 carreau et un T/off de 3 carreaux, même si l'ampoule est reliée à TR1 alimenté en 12 V, celle-ci s'allumera avec la même luminosité que si elle était alimentée en seulement 3 V.

Si l'on veut augmenter sa luminosité, on doit augmenter le T/on du signal carré par rapport au T/off. Supposons maintenant que T/on couvre 6 carreaux verticaux (voir figure 11) et que V/div de CH1 est sur 2 V/carreau : le signal aura une amplitude de 6 x 2 = 12 V.

Figure 11, on voit que T/on occupe 2 carreaux horizontaux, même chose pour T/off (les deux durées sont identiques). Pour connaître cette durée, on multiplie les carreaux horizontaux par Time/div (supposons 0,1 ms) et on obtient :

2 x 0,1 = 0,2 ms.

Pour savoir sous quelle tension sera alimentée l'ampoule reliée au collecteur de TR1 (voir figure 13), utilisez à nouveau la formule :

Veff = (Vcc x T/on) : (T/on + T/off)

et l'ampoule sera alimentée sous :

(12 x 0,2 ms) : (0,2 + 0,2 ms) = 6 Veff.

Mais on peut aussi trouver cette tension simplement avec le nombre de carreaux horizontaux couverts par T/on et T/off. On a pour l'un comme pour l'autre 2 carreaux. La tension sera de :

12 V x [2 carreaux : (2 + 2 carreaux)] = 6 V.

Là encore, connaissant le pourcentage de T/on, dans notre exemple 50%, par rapport à la période entière (voir figure 13), il est possible de trouver directement la tension de sortie ; en effet, avec ce rapport cyclique l'ampoule sera alimentée sous :

(12 x 50) : 100 = 6 V (voir figure 13).

Troisième exemple = l'exemple précédent nous a appris qu'un signal carré à rapport cyclique de 50% permet d'alimenter à travers TR1 une ampoule comme si elle l'était sous une tension de 6 V.

Pour augmenter sa luminosité on n'a qu'à augmenter la durée de T/on par rapport à T/off, de façon à obtenir un rapport cyclique d'environ 92%, comme le montre la figure 14. En effet, avec un tel rapport cyclique, l'ampoule sera alimentée sous une tension de :

(12 x 92) : 100 = 11,04 V (voir figure 14).

Quatrième exemple = faisons un pas en arrière et revenons à la figure 10 où T/on occupe 6 carreaux horizontaux et T/off 2 carreaux horizontaux ; pour connaître la tension avec laquelle sera alimentée l'ampoule reliée au collecteur de TR1, on se sert de la formule :

12 V x [6 carreaux : (6+ 2 carreaux)] = 9 V.

Pour calculer le pourcentage du rapport cyclique, il faut d'abord trouver les durées T/on et T/off en comptant les carreaux horizontaux occupés par T/on et en les multipliant par la durée paramétrée sur Time/div (ici 20 µs, voir figure 10) ; le signal T/on occupant 6 carreaux, on a une durée de 6 x 20 = 120 µs. Figure 10, on voit que T/off occupe 2 carreaux, ce qui fait une durée de 2 x 20 = 40 µs. Nous pouvons maintenant trouver le pourcentage du rapport cyclique avec la formule :

Rapport cyclique % = T/on : (T/on + T/off) x 100.

Introduisons les valeurs et nous obtenons :

120 : (120 + 40) = 75%.

Nous connaissons maintenant le pourcentage du rapport cyclique, nous pouvons trouver la tension efficace sous laquelle alimenter l'ampoule :

(12 x 75) : 100 = 9 V.

Notez que si vous utilisez le nombre de carreaux horizontaux ou le pourcentage de rapport cyclique, le résultat est le même.

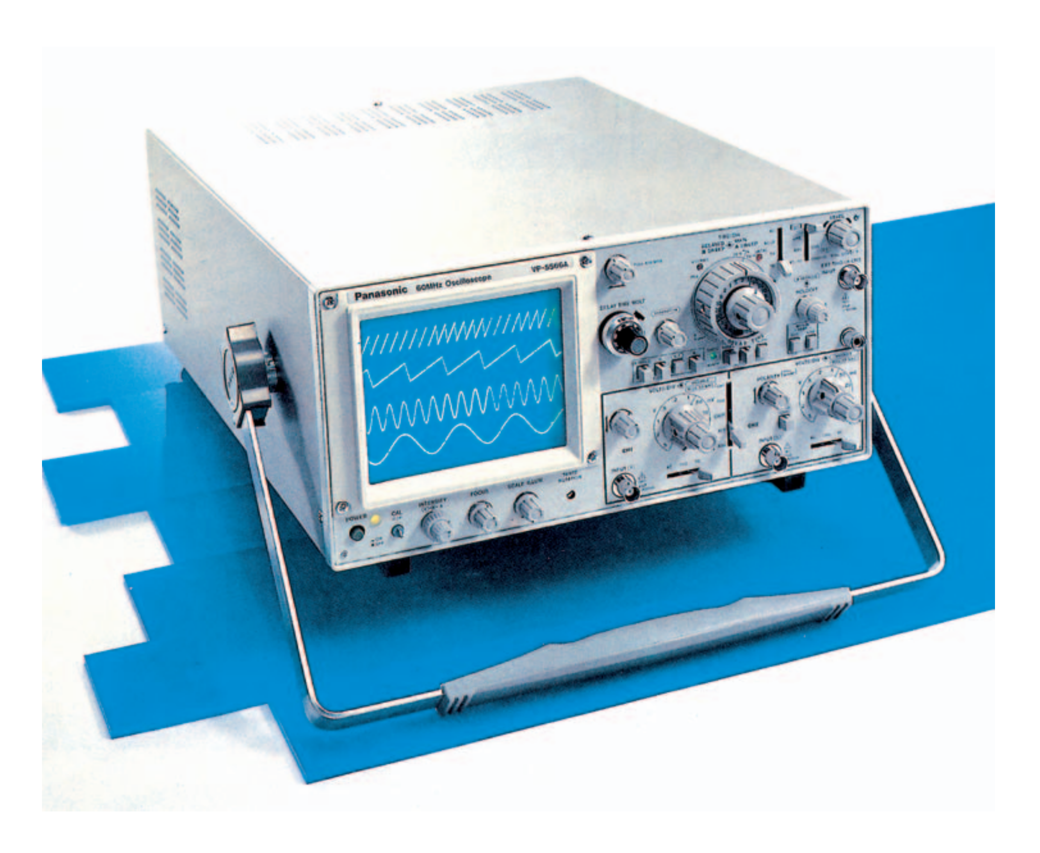
NOTES

NIVEAU 3
LEÇON N°47-6

Comment utiliser l'oscilloscope

Utiliser l'oscilloscope comme un inductancemètre (ou selfmètre) Sixième partie

Pour connaître la valeur en µH ou en mH (l'inductance) d'une self ou d'un quelconque enroulement, ou bobinage, vous pensez peut-être qu'il faut recourir à un selfmètre ou à un inductancemètre. Eh bien vous pouvez vous en passer et utiliser pour ces mesures un oscilloscope: voici comment faire.



Peu d'électroniciens, débutants en tout cas, se doutent qu'il est possible avec un oscilloscope de déterminer la valeur en microhenry ou en millihenry d'une self ou d'un bobinage quelconque, puisqu'on pense généralement que cet appareil ne sert qu'à visualiser la forme et l'amplitude d'un signal électrique et, à la rigueur, d'en évaluer la fréquence.

Nous allons donc vous demontrer dans cette Leçon qu'en couplant un oscilloscope à un générateur HF pouvant fournir une fréquence comprise entre 50 kHz et 20-30 MHz, il est possible de trouver très facilement et avec une bonne précision la valeur en microhenry ou millihenry, d'un enroulement ou bien la fréquence d'accord d'une Moyenne Fréquence ou d'un Filtre Céramique de 455 KHz ou 10,7 MHz.

Les premières opérations à effectuer

La première opération à exécuter pour ces mesures est de régler les commandes de l'oscilloscope (voir figures 2-3-4) comme suit:

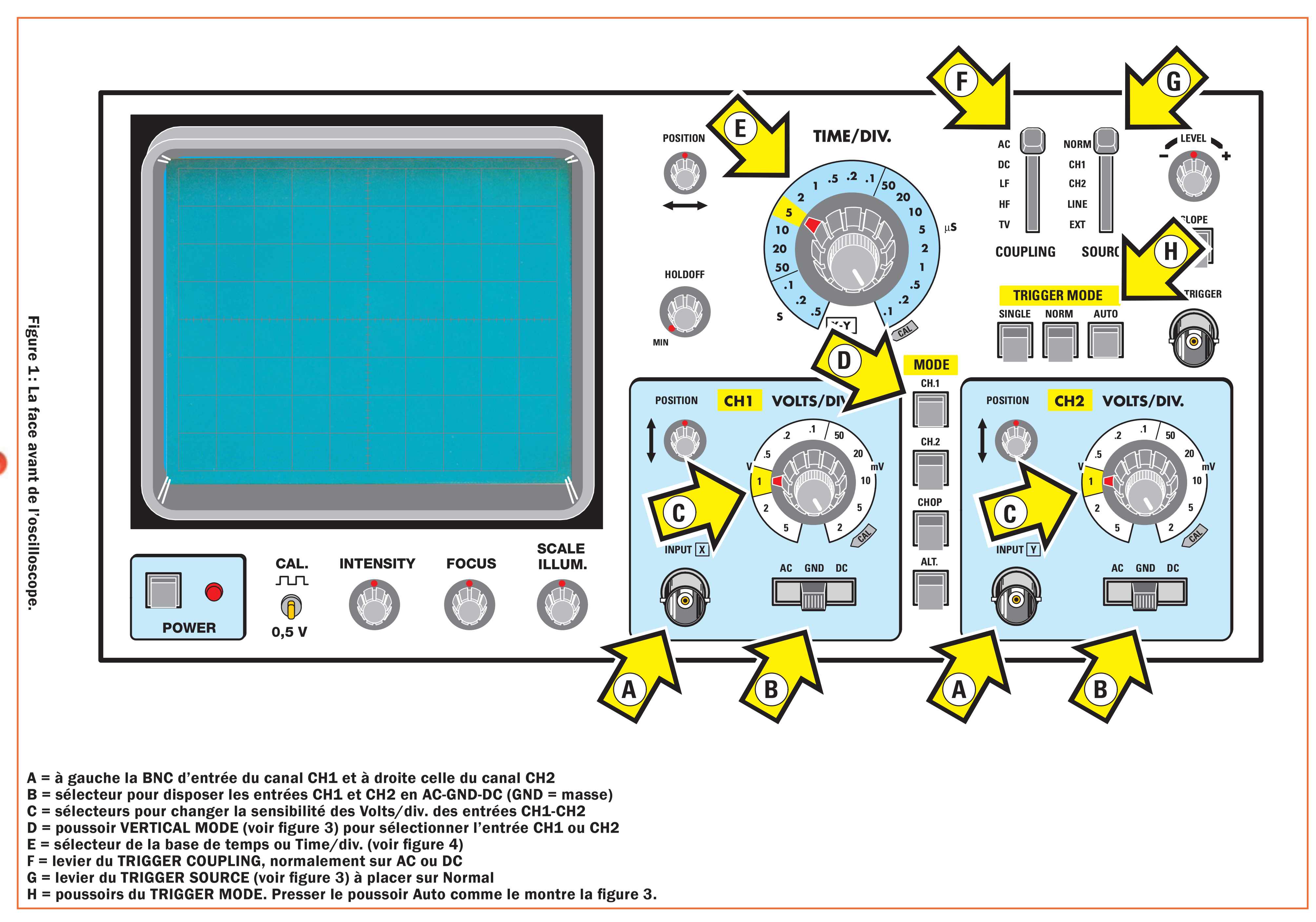


Figure 1 : La face avant de l'oscilloscope.

A = à gauche la BNC d'entrée du canal CH1 et à droite celle du canal CH2
B = sélecteur pour disposer les entrées CH1 et CH2 en AC-GND-DC (GND = masse)
C = sélecteurs pour changer la sensibilité des Volts/div. des entrées CH1-CH2
D = poussoir VERTICAL MODE (voir figure 3) pour sélectionner l'entrée CH1 ou CH2
E = sélecteur de la base de temps ou Time/div. (voir figure 4)
F = levier du TRIGGER COUPLING, normalement sur AC ou DC
G = levier du TRIGGER SOURCE (voir figure 3) à placer sur Normal
H = poussoirs du TRIGGER MODE. Presser le poussoir Auto comme le montre la figure 3.

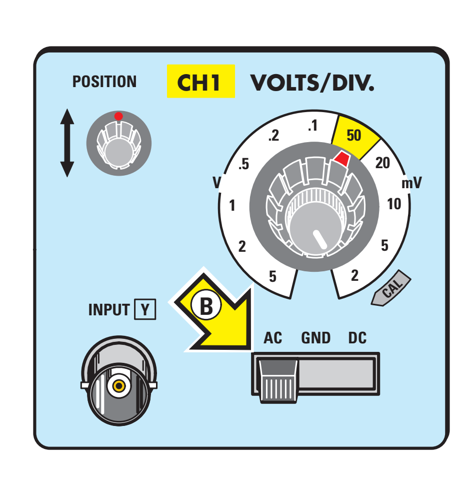


Figure 2 : Placez le sélecteur des V/div sur la portée 50 mV et mettez le levier B sur AC.

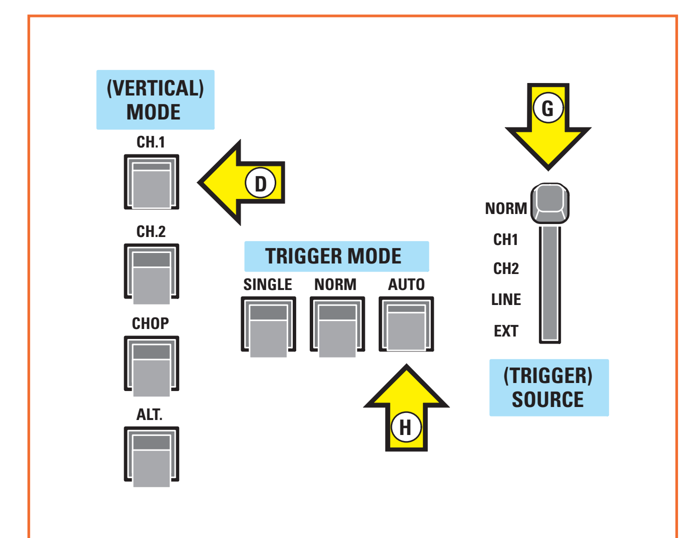


Figure 3 : Pressez en Vertical Mode le poussoir CH1, en Trigger Mode le poussoir AUTO et mettez le levier du Trigger Source sur Normal (flèche G).

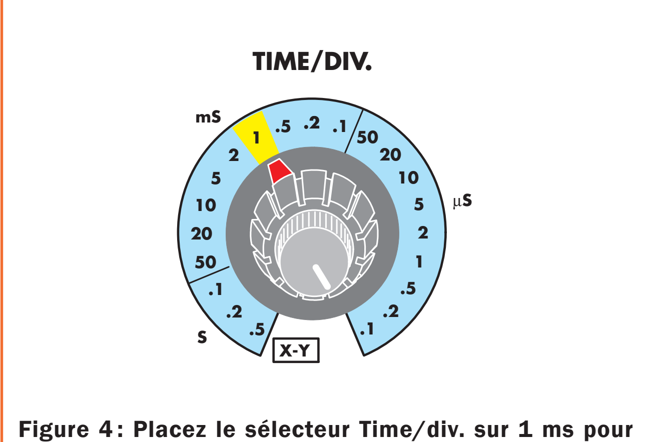


Figure 4 : Placez le sélecteur Time/div. sur 1 ms pour visualiser le signal visible figures 8, 9 et 10.

- placer le sélecteur Volts/div. du canal CH1 sur la portée 50 millivolts/div. (voir figure 2) et le levier du sélecteur AC-GND-DC du canal CH1 sur AC (voir flèche B),
- puisque on utilise normalement pour ces mesures l'entrée CH1, pressez dans le Vertical Mode le poussoir indiqué par la flèche jaune D (voir figure 3),
- placer le sélecteur Time/div. (voir figure 4) sur 1 milliseconde de façon à visualiser à l'écran une ample bande de signal (voir figure 9), quand on applique à l'entrée de l'oscilloscope le signal provenant du générateur HF,
- placer le sélecteur du Trigger Source sur Norm (Normal), comme l'indique la flèche jaune G visible figure 3,
- presser le poussoir Auto du sélecteur Trigger Mode (voir flèche jaune H figure 3), sur certains oscilloscopes il s'agit d'un sélecteur rotatif ou à levier,
- placer l'inverseur présent sur la sonde sur x1 (voir figure 6).

Poursuite des opérations

Une fois l'oscilloscope préparé, il faut relier directement le câble de sortie du générateur HF à la pointe de touche de la sonde de l'oscilloscope et tourner le bouton RF Output (signal de sortie) du générateur HF jusqu'à visualiser à l'écran une bande de signal couvrant 6-7 carreaux verticalement comme le montre la figure 9. Nous avons choisi pour le bouton Volts/div. du canal CH1 (voir figure 2) une sensibilité de 50 millivolts car, même si l'on dispose du générateur HF le plus économique, on aura à sa sortie un signal d'environ 400-500 millivolts. Quand on a réglé l'amplitude sur 6-7 carreaux verticalement (voir figure 9), il est conseillé de ne plus toucher au bouton HF ou RF Output du générateur HF.

Mesurer l'inductance des selfs

Pour mesurer la valeur d'une self ou de tout bobinage il faut relier la sortie du générateur HF à la sonde de l'oscilloscope à travers deux résistances en série de 1 k 1/4 W (voir figure 5). Entre la jonction des deux résistances et la masse, connecter la self ou l'enroulement de valeur inconnue (voir figure 7), sans oublier de monter en parallèle à ses extrémités un condensateur polyester de 1 nF (1 000 pF). A la place de ce dernier, vous pouvez utiliser un condensateur céramique de même valeur, mais ceux-ci sont sensibles aux variations thermiques et donc leur valeur change (beaucoup) avec la température. Reliez la self inconnue entre le générateur HF et l'oscilloscope comme le montre la figure 7, tournez lentement le bouton d'accord du générateur en partant de la fréquence la plus basse, soit 100 kHz, puis monter jusqu'à la fréquence maximale de 20-30 MHz, tout en observant le tracé du signal à l'écran. L'amplitude du signal apparaissant sur l'écran est au début une bande très étroite, comme le montre la figure 8. On continue à tourner le bouton du générateur pour monter en fréquence et, quand la fréquence s'approche de la fréquence d'accord de la self ou du bobinage, le signal augmente d'amplitude. Quand l'amplitude maximale est atteinte (voir figure 9), si on continue à tourner le bouton d'accord du générateur, le signal diminue d'amplitude à nouveau (voir figure 10). La fréquence ayant permis d'atteindre l'amplitude maximale (voir figure 9), correspond à la fréquence d'accord (**F0** = 1 : (2 **π** x √**LC**). Il suffit alors de lire sur l'échelle graduée du générateur la valeur de la fréquence. Connaissant cette valeur de fréquence, pour trouver la valeur **L** de la self (son inductance) en µH, on se sert de la formule :

L en µH = 25 300 : [(MHz x MHz) x pF]

où

MHz = est la valeur de la fréquence d'accord en MHz, nous ayant permis d'atteindre l'amplitude maximale (voir figure 9) ; cette valeur est élevée au carré, d'où MHz x MHz.

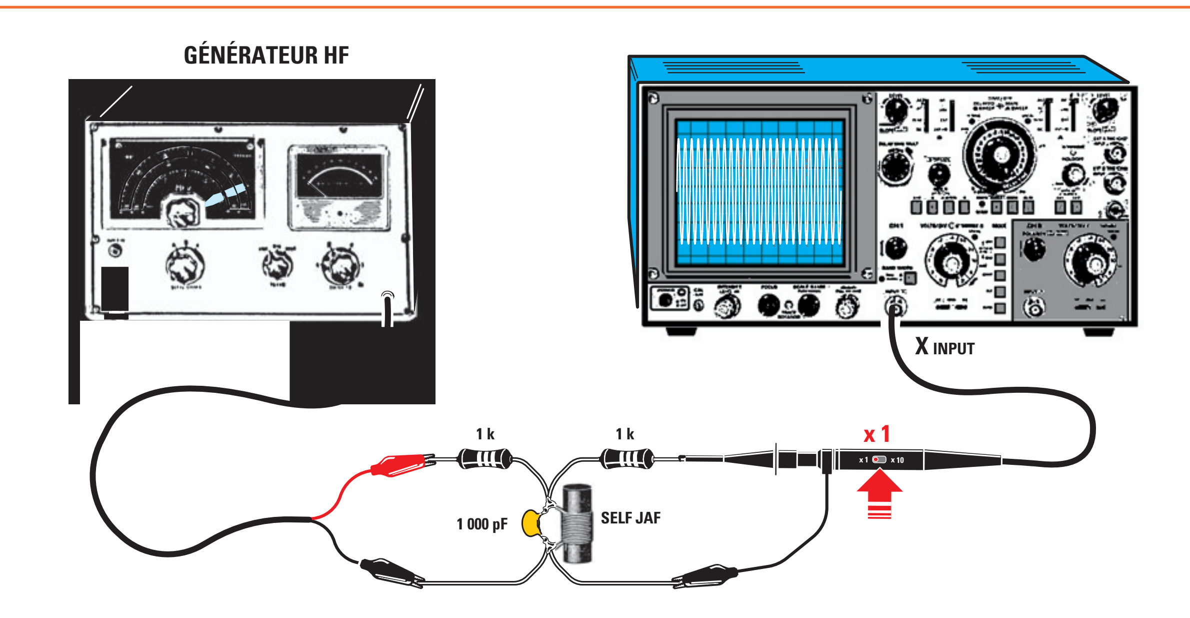


Figure 5 : Pour mesurer l'inductance L en µH ou en mH d'une self, il faut monter entre la sortie du générateur HF et la sonde de l'oscilloscope deux résistances de 1 k 1/4 W en série. Tournez alors le bouton HF ou RF OUTPUT (amplitude du signal de sortie) du générateur de façon à obtenir à l'écran une bande de signal couvrant verticalement 6 à 7 carreaux (voir figure 9).

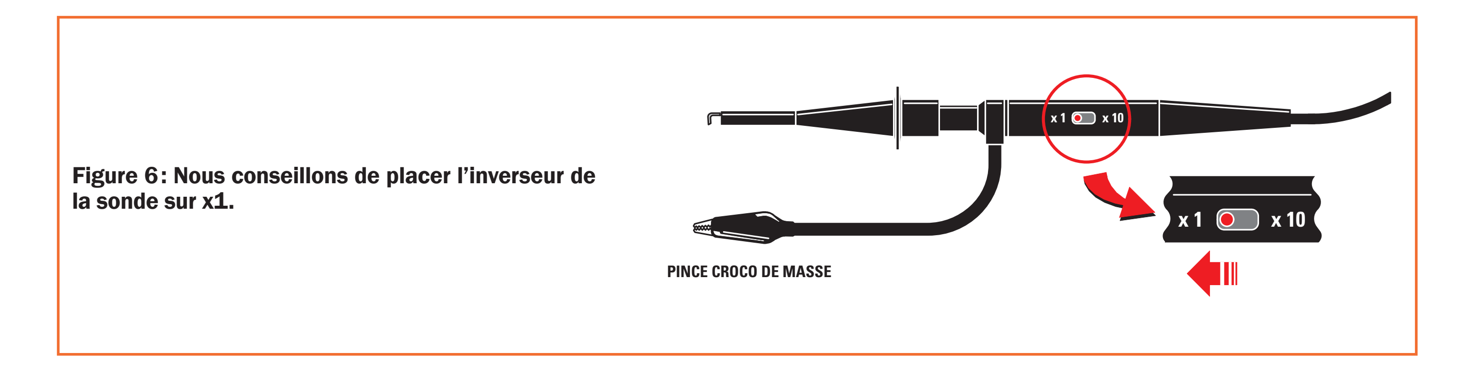


Figure 6 : Nous conseillons de placer l'inverseur de la sonde sur x1.

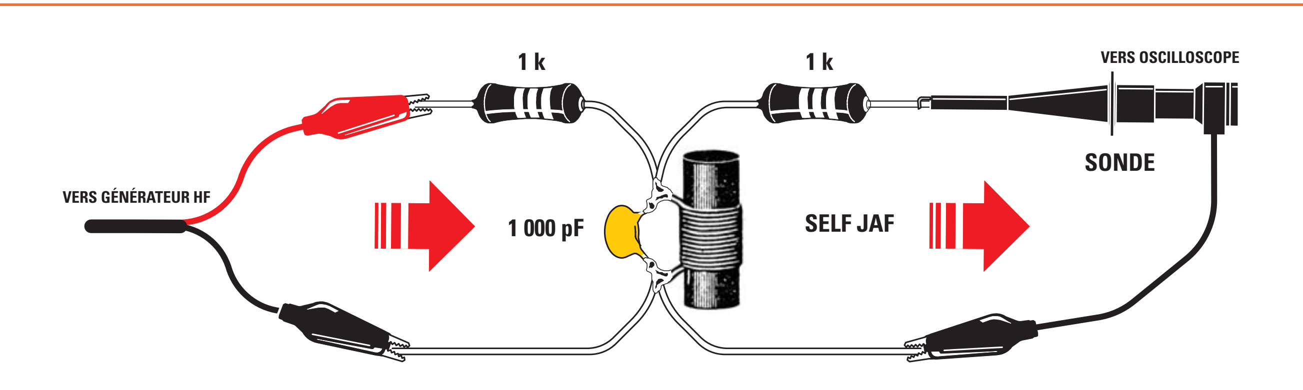


Figure 7 : La self, ou tout autre bobinage, de valeur inductive Lx inconnue et dont vous voulez connaître l'inductance L en µH ou en mH, est à monter entre la jonction de deux résistances de 1 k et la masse ; sans oublier de monter en parallèle avec la self un condensateur de capacité C = 1 000 pF, si possible au polyester. Le "tableau noir" de la figure 16 récapitule toutes les formules utiles pour trouver les différentes valeurs.

pF = est la valeur du condensateur en parallèle avec la self ou le bobinage (1 000 pF).

Supposons que l'amplitude maximale soit atteinte (voir figure 9) avec une fréquence de 2,32 MHz, l'inductance **L** de la self sera de :

L = 25 300 : [(2,32 x 2,32) x 1 000] = 4,7 µH

Supposons que l'aiguille d'accord de l'échelle graduée du générateur HF indique une fréquence de 2,33 MHz, par le calcul nous trouvons :

L = 25 300 : [(2,33 x 2,33) x 1 000] = 4,66 µH

Dans ce cas nous pouvons affirmer que la valeur **L** de la self est de 4,7 µH, en tenant compte des tolérances.

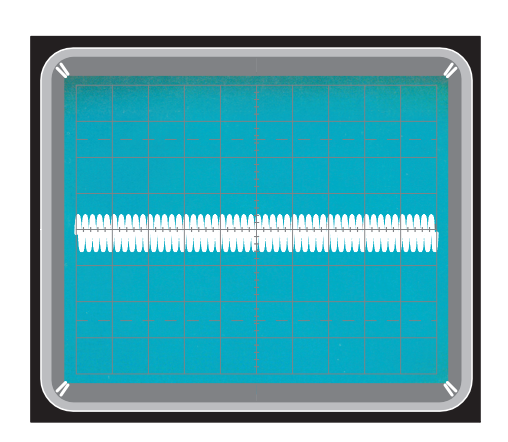


Figure 8: Quand on relie le générateur HF à l'oscilloscope comme le montrent les figures 7, 11 et 12, on voit tout de suite apparaître à l'écran une étroite bande horizontale de signal.

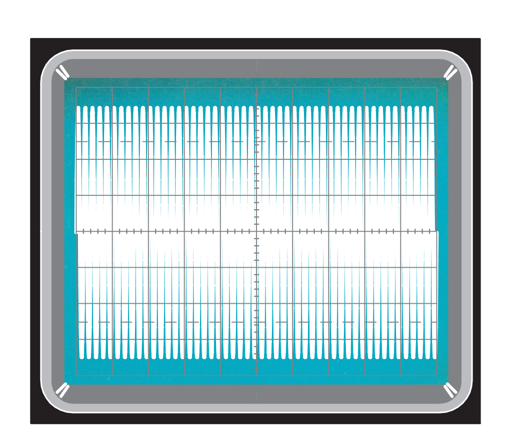


Figure 9: Si vous augmentez la fréquence produite par le générateur vous en trouverez une qui élargira la bande horizontale jusqu'à couvrir environ 7 carreaux verticaux.

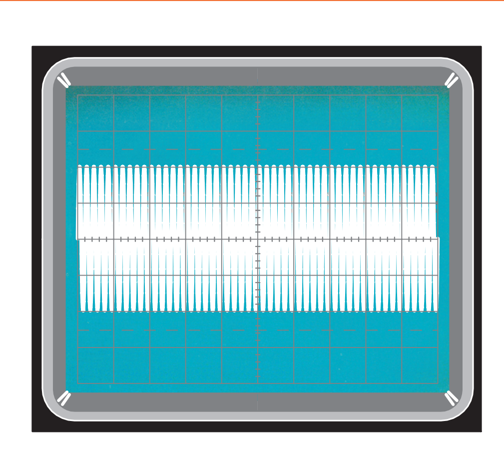


Figure 10: L'amplitude maximale correspond à la fréquence d'accord F du circuit L/C; en effet, si vous augmentez encore la fréquence, la bande de signal redevient plus étroite (vous avez alors dépassé la fréquence d'accord F).

La fréquence d'accord descend jusqu'aux khz

Plus l'inductance **L** de la self augmente, plus la fréquence **F** d'accord diminue, à tel point que l'on doit passer des MHz aux kHz (voir Tableau 1).

Pour trouver les valeurs de **L** en µH avec des fréquences **F** en kHz, il faut les convertir en MHz en les divisant par 1 000. Si le générateur HF indique une fréquence d'accord de 175 KHz, convertissons en MHz et nous obtenons:

F = 175 : 1.000 = 0,175 MHz

à insérer dans la formule:

L en µH = 25 300 : [(MHz x MHz) x pF]

ce qui donne:

L = 25 300 : [(0,175 x 0,175) x 1 000] = 826 µH

En tenant compte des tolérances des composants **L**/**C** et aussi des capacités parasites, nous pouvons arrondir cette valeur à l'inductance normalisée 820 µH.

Dans le Tableau1 on indique sur quelle fréquence **F** accorder le générateur HF en fonction de l'inductance **L**.

Quand on mesure des valeurs de **L** en millihenry (mH), on doit utiliser des fréquences **F** inférieures à 100 kHz et il est nécessaire de remplacer le générateur HF par un générateur BF.

TABLEAU 1

Valeur d'inductance L	Fréquence d'accord F	Bouton des Volts/Div.
1,0 µH	5,03 MHz	5 mV
2,2 µH	3,39 MHz	5 mV
3,3 µH	2,76 MHz	5 mV
4,7 µH	2,32 MHz	5 mV
8,2 µH	1,75 MHz	5 mV
10 µH	1,59 MHz	5 mV
15 µH	1,30 MHz	5 mV
18 µH	1,18 MHz	5 mV
22 µH	1,07 MHz	5 mV
33 µH	875 kHz	5 mV
47 µH	735 kHz	5 mV
56 µH	673 kHz	5 mV
82 µH	555 kHz	5 mV
100 µH	500 kHz	50 mV
150 µH	410 kHz	50 mV
180 µH	375 kHz	50 mV
220 µH	340 kHz	50 mV
270 µH	300 kHz	50 mV
330 µH	275 kHz	50 mV
470 µH	230 kHz	50 mV
560 µH	210 kHz	50 mV
820 µH	175 kHz	50 mV
1,0 mH	159 kHz	50 mV
2,2 mH	107 kHz	50 mV
10 mH	50 kHz	50 mV

Note: les fréquences données dans ce Tableau sont approximatives car elles dépendent de la précision du générateur HF; par conséquent, si vous vouliez obtenir des valeurs plus précises, il faudrait lire la fréquence avec un fréquencemètre numérique.

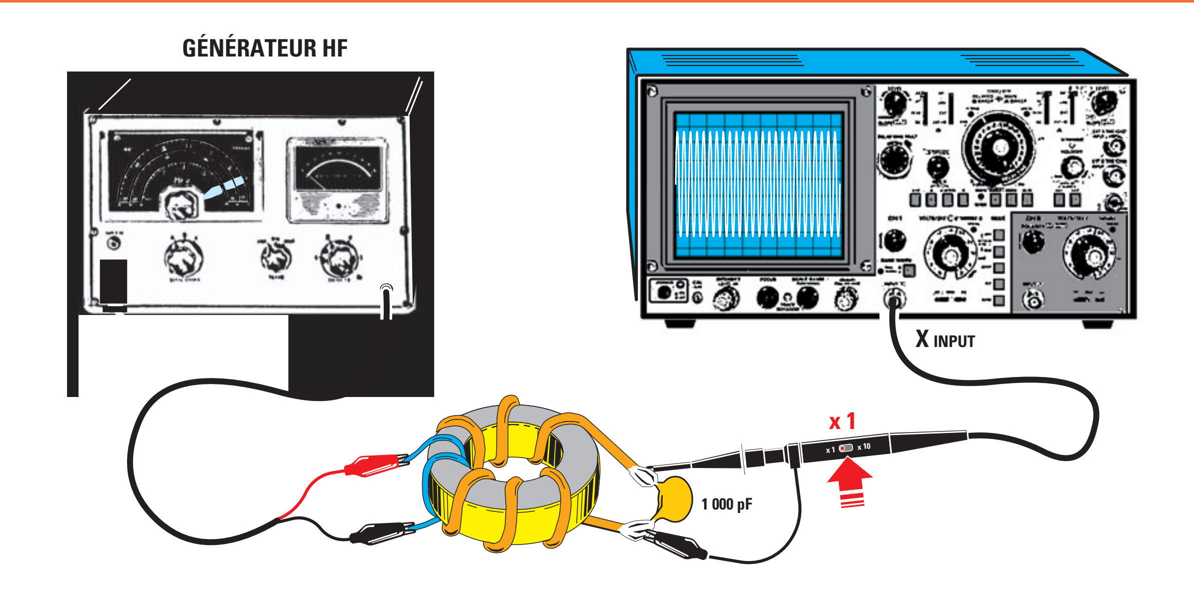


Figure 11 : Pour connaître la fréquence d'accord F d'un bobinage sur noyau torique, reliez à ses extrémités un condensateur C de 1 000 pF, bobinez (provisoirement) 1 ou 2 spires de fil isolé plastique (il vous servira à appliquer le signal venant du générateur HF).

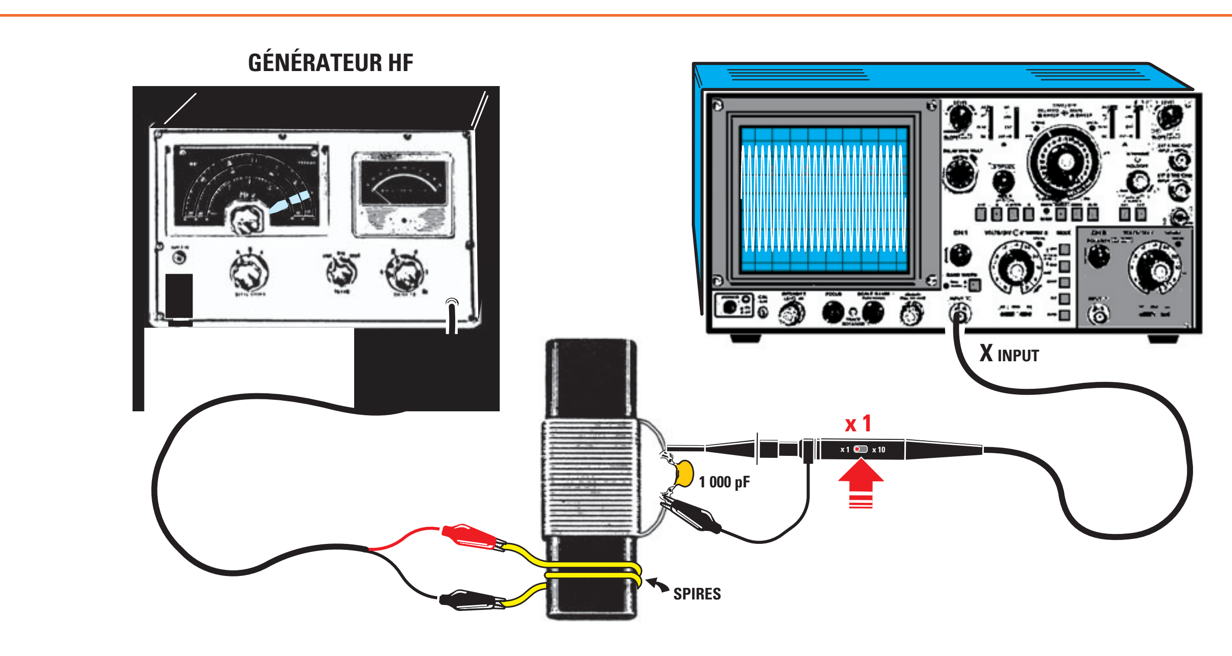


Figure 12 : Pour connaître la fréquence d'accord F d'un bobinage sur noyau ferroxcube également, reliez à ses extrémités un condensateur C de 1 000 pF céramique et appliquez le signal venant du générateur sur 1 ou 2 spires provisoirement enroulées sur ce noyau. La fréquence d'accord F peut être trouvée aussi avec le procédé des deux résistances de 1 k, comme le montrent les figures 7 et 13.

La bande du signal est étroite

Si vous mesurez des selfs dont l'inductance **L** est de l'ordre du microhenry (voir Tableau 1), vous verrez tout de suite qu'avec une sensibilité de 50 mV/carreau vous ne pouvez pas obtenir à l'écran une bande atteignant, à la fréquence d'accord **F**, une amplitude de 6-7 carreaux.

Dans ce cas, pour lire la fréquence d'accord **F** il faut tourner le bouton des Volts/div. et passer des 50 mV à 10-5 millivolts/carreau, ou bien tourner le bouton HF ou RF Output (signal sortie) du générateur HF jusqu'à ce que le signal se développe verticalement sur une hauteur de 6-7 carreaux, comme le montre la figure 9.

La self bobinée sur noyau torique

Pour mesurer l'inductance **L** en microhenry ou millihenry d'une self nous vous avons conseillé de la relier entre la jonction des deux résistances de 1 k et la masse (voir figure 7). Pour connaître la fréquence d'accord **F** d'un bobinage sur noyau torique, on peut adopter la solution de la figure 11 : monter aux extrémités de l'enroulement à mesurer un condensateur de 1 nF (1 000 pF), puis prélever le signal avec la sonde de l'oscilloscope reliée à l'entrée CH1. Sur ce noyau vous devez bobiner approximativement 1-2 spires, en utilisant du fil de cuivre isolé plastique, puis connecter les extrémités au signal du générateur HF. Tournez lentement l'accord de ce dernier, du minimum vers le maximum et

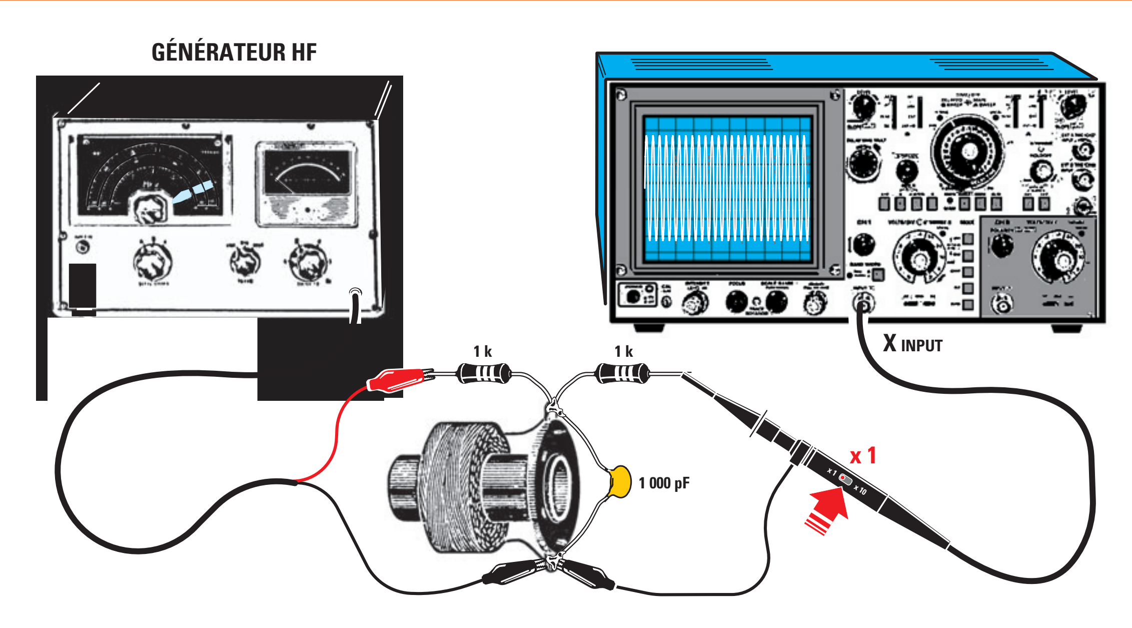


Figure 13 : Pour connaître la fréquence d'accord F d'un bobinage (ici une self “nid d'abeille”), la meilleure solution consiste à utiliser le procédé des deux résistances de 1 k (voir figure 7) ; sans oublier de monter un condensateur C de 1 000 pF en parallèle. Pour trouver l'inductance L en µH ou en mH, utilisez la formule du tableau noir, figure 16.

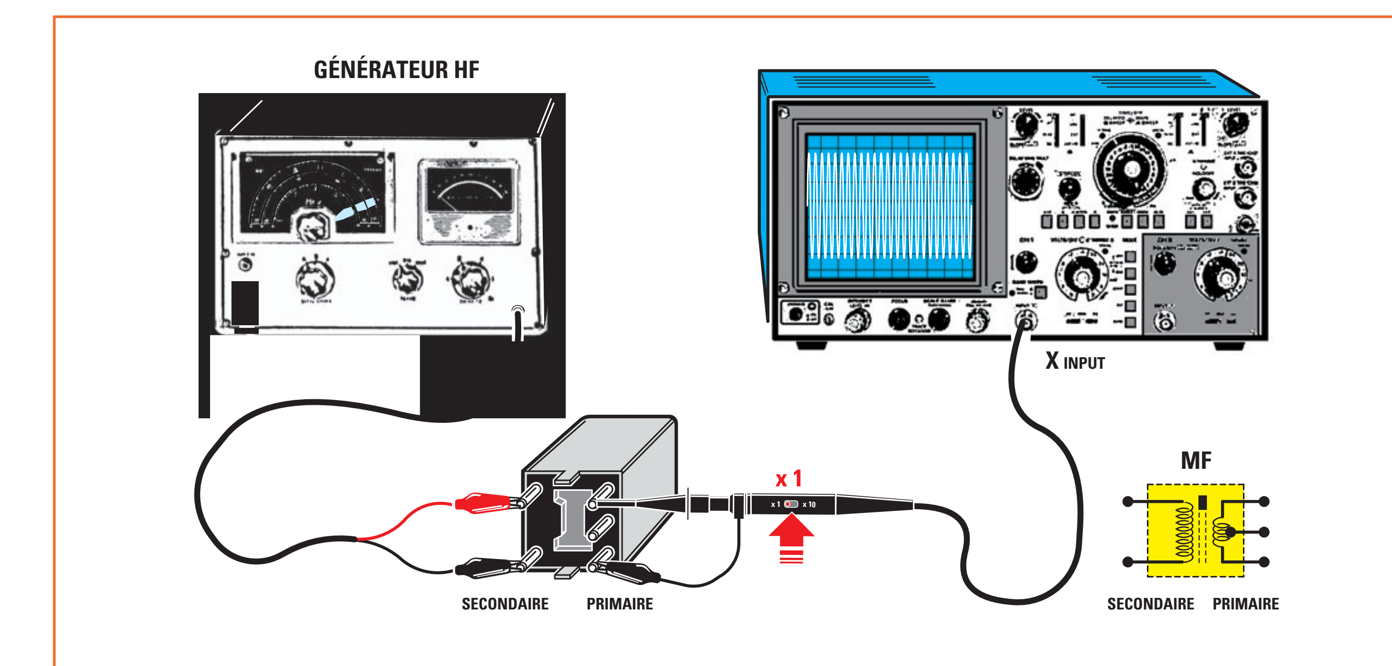


Figure 14 : Pour connaître la fréquence de travail F d'une MF, il suffit d'identifier les sorties du socle isolant. Le secondaire sur lequel appliquer le signal du générateur est à 2 broches (toutes deux du même côté) et le primaire à relier à l'oscilloscope est à 3 broches (toujours toutes trois du même côté). Aucun condensateur n'est à monter (il est déjà présent à l'intérieur du boîtier de blindage).

cherchez la valeur de **F** qui fera augmenter vers le maximum d'amplitude la hauteur de la bande de signal à l'écran (voir figure 9).

Vous savez que cette amplitude maximale correspond à la fréquence d'accord **F** ; quand vous la connaissez, vous pouvez trouver l'inductance **L** en µH du bobinage en vous servant de la formule :

L en µH = 25 300 : [(MHz x MHz) x pF]

Ce même procédé avec 1-2 spires reliées au générateur HF peut être utilisé aussi pour trouver l'inductance **L** en µH d'un bobinage sur noyau ferroxcube (voir figure 12).

La capacite d'accord

Il arrive parfois qu'on connaisse l'inductance **L** exacte en microhenry ou millihenry d'une self ou d'un bobinage et qu'on veuille savoir quelle capacité **C** appliquer en parallèle pour obtenir un accord de ce circuit **L**/**C** sur la fréquence **F** désirée. La formule pour trouver la capacité **C** en pF du condensateur à monter en parallèle sur la self est :

C = 25 300 : [(MHz x MHz) x µH]

Par exemple, avec une self **L** de 22 µH, pour obtenir une fréquence **F** de 3,2 MHz, il faut monter en parallèle un condensateur **C** de :

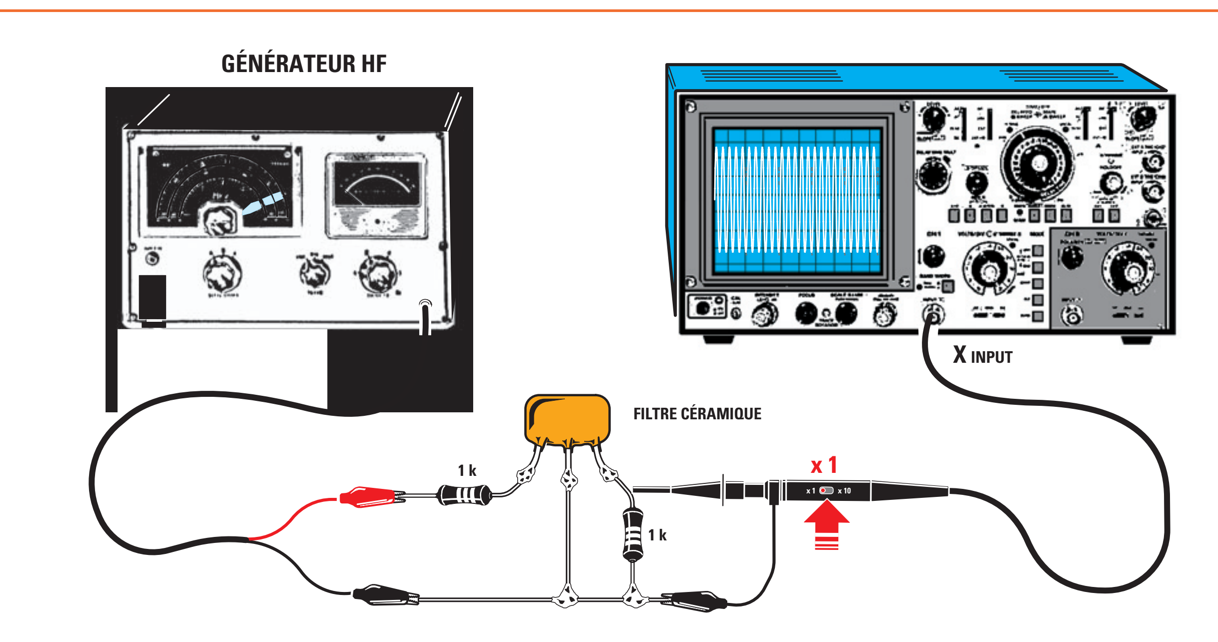


Figure 15 : Pour connaître la fréquence d'accord F d'un filtre céramique de n'importe quel type, il faut utiliser les deux résistances de 1 k. La résistance sur laquelle est appliqué le signal du générateur est, comme on le voit, en série avec la broche d'entrée du filtre ; la seconde résistance sur laquelle on prélève le signal avec la sonde de l'oscilloscope est montée au contraire entre les deux broches restantes, celle du milieu étant à la masse (pinces croco de masse du générateur et de la sonde).

C = 25 300 : [(3,2 x 3,2) x 22] = 112 pF

Cette valeur n'étant pas normalisée, on montera en parallèle deux condensateurs, l'un de 100 pF et l'autre de 10 pF.

Avant de monter le second condensateur de 10 pF, contrôlez bien sur quelle fréquence **F** s'accorde le circuit avec seulement le condensateur de 100 pF, car, étant données les tolérances et les capacités parasites, la fréquence pourrait bien tomber exactement sur les 3,2 MHz requis !

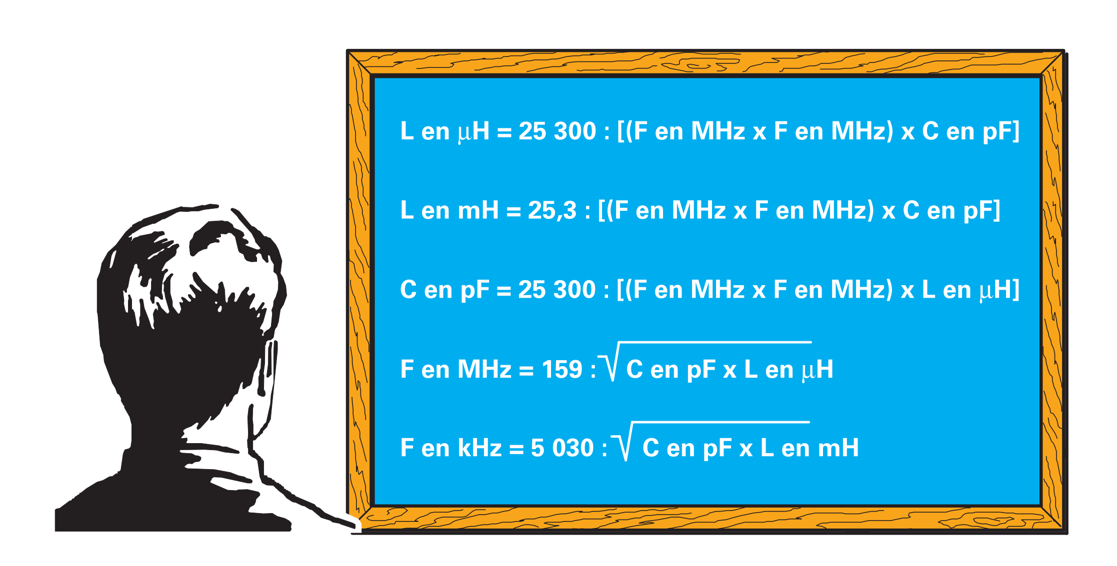


Figure 16 : Sur ce "tableau noir" nous récapitulons toutes les formules pouvant être utilisées pour trouver les inductances L de selfs inconnues en µH ou mH quand on connaît la fréquence d'accord F. Si on connaît la valeur de la capacité C en pF du condensateur utilisé et l'inductance L de la self en µH ou mH, on peut calculer la fréquence d'accord F du parallèle L/C (circuit oscillant).

La fréquence d'accord d'une MF

Il peut arriver de retrouver au fond d'un tiroir des Moyennes Fréquences (MF) encore utilisables mais dont on ignore la valeur : 455 KHz, 5,5 MHz ou encore 10,7 MHz ? (sur le blindage rien n'est écrit).

Si vous regardez bien son socle (en matière isolante) vous verrez d'un côté 2 sorties et, du côté opposé, 3 sorties comme le montre la figure 14.

Les deux sorties correspondent à l'enroulement secondaire comportant peu de spires et les trois à l'enroulement primaire en comptant beaucoup plus et doté d'une prise intermédiaire.

Pour savoir sur quelle fréquence **F** la MF est accordée, il suffit de relier le signal sortant du générateur HF aux deux sorties de la MF (secondaire) et la sonde de l'oscilloscope au primaire à trois sorties (voir figure 14).

Tournez lentement l'accord du générateur HF en partant de 450 KHz et en allant vers 5,5 MHz, puis vers 10,7 MHz jusqu'à trouver la fréquence d'accord **F** correspondant à l'amplitude maximale du signal à l'écran, comme le montrent les figures 8-9-10.

Cette amplitude maximale correspondra avec une bonne approximation à la fréquence d'accord **F** de la MF ; n'oubliez pas qu'à l'intérieur se trouve un noyau ferromagnétique pour le réglage.

Si, par exemple, l'amplitude maximale est obtenue pour une fréquence de 448 KHz ou 463 KHz, vérifiez qu'en tournant le noyau ferromagnétique cette MF s'accorde sur 455 KHz.

Si l'amplitude maximale est obtenue pour 10,2 MHz ou 10,9 MHz cette MF est de 10,7 MHz et, en effet, en tournant son noyau ferromagnétique, vous ferez l'accord sur 10,7 MHz.

La fréquence des filtres céramiques

A cause de la miniaturisation croissante des circuits électroniques, vous trouverez difficilement dans un récepteur moderne des MF encombrantes, car aujourd'hui on les remplace par de petits filtres céramiques à 3 (ou même davantage) sorties.

Sur le boîtier de ces derniers, souvent, le marquage a été effacé et on ne sait si l'on a affaire à un filtre de 455 KHz ou de 10,7 MHz.

Pour savoir sur quelle fréquence **F** travaille l'un de ces filtres, reliez la sortie signal du générateur HF à sa broche d'entrée à travers une résistance de 1 k (voir sur la figure 15) et connectez entre sa broche de sortie et la masse une seconde résistance de 1 k : la sonde de l'oscilloscope est à relier en parallèle sur cette dernière résistance.

Tournez lentement l'accord du générateur HF, en partant de 400 KHz et en montant vers 11 MHz, vous trouverez la fréquence **F** pour laquelle l'amplitude du signal à l'écran devient maximale (ce sera la fréquence d'accord **F** du filtre céramique avec une bonne approximation), comme le montrent les figures 8-9-10.

Conclusion

Avec un simple générateur HF dont on peut lire la fréquence **F** sur une échelle graduée, sachez que la valeur d'inductance **L** en µH ou en mH que vous pourrez trouver aura toujours une tolérance de +/–10% ; mais vous découvrirez qu'avec ce procédé facile à mettre en pratique, vous mesurez la valeur inductive **L** de n'importe quel enroulement avec une précision souvent suffisante.

De même pour trouver la capacité C du condensateur d'accord quand la valeur inductive **L** du bobinage est connue et de même encore pour déterminer la fréquence **F** d'une MF ou d'un filtre céramique.

NOTES

NIVEAU 3
LEÇON N°47-7

Comment utiliser l'oscilloscope

L'oscilloscope et les figures de Lissajous

Septième partie

Quand le physicien français Jules Antoine LISSAJOUS (1822-1880) fabrique un appareil mécanique, constitué de deux diapasons et de deux miroirs, grâce auquel il réussit à rendre visible la composition géométrique de deux mouvements harmoniques de fréquences identiques ou différentes, il ne pensait certainement pas que son nom serait indissolublement lié à un instrument de mesure, n'existant pas alors, que nous connaissons aujourd'hui sous le nom d'oscilloscope.



A titre de curiosité nous pouvons ajouter que, lorsque les fréquencemètres numériques n'existaient pas encore, les figures de Lissajous étaient utilisées pour déterminer une fréquence inconnue. Aujourd'hui ces figures s'utilisent principalement dans un but didactique, car elles permettent de voir à l'écran comment se modifient ou se déforment deux ondes sinusoïdales quand elles sont ajoutées avec des amplitudes et des phases différentes entre elles. On ne peut nier que ces figures nous fascinent par les effets et les diverses combinaisons qu'elles produisent sur un écran d'oscilloscope. C'est pourquoi nous avons pensé vous proposer un circuit qui vous permettra de visualiser ces figures sur l'écran de n'importe quel oscilloscope : instructif, donc, mais aussi ludique (n'est-ce pas là la meilleure définition de l'électronique ?)

Note : à cause de l'espace compté qui nous est accordé, nous n'avons pu reproduire qu'un nombre limité de figures, mais sachez qu'il en existe bien davantage ! Sur le site (en Anglais) :

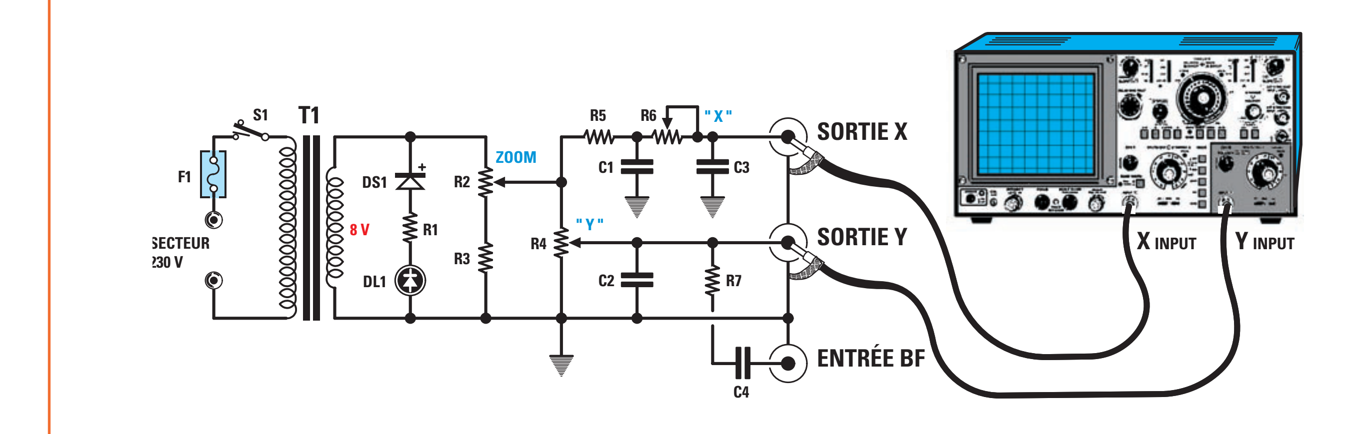


Figure 1: Schéma électrique du circuit servant à visualiser à l'écran de tout oscilloscope les figures de Lissajous.

www.math.com/students/wonders/lissajous/lissajous.html

vous pourrez en voir et en former sur un oscilloscope virtuel autant que vous voudrez (voir la rubrique Sur l'Internet en fin de revue)

Le schéma électrique

Si vous en aviez déjà vu sur des livres de physique ou de mathématique, vous pensiez peut-être que pour les produire il faut mettre en oeuvre des circuits complexes, avec une foule de circuits intégrés et de transistors! Eh bien non et le schéma électrique de la figure 1 vous le montre: quatre maigres résistances, trois ridicules potentiomètres, quatre condensateurs étiques, une diode famélique (mais au silicium tout de même!) alimentant une vieille LED, même pas essentielle, faisant office de voyant M / A; quoi de plus pauvre?

Bon, recouvrons notre sérieux en revenant à la figure 1. La tension de 8 V environ présente sur le secondaire du transformateur T1 est appliquée aux broches du potentiomètre R2 et de la résistance R3 montés en série. A ce même secondaire est reliée la diode DS1, utilisée ici pour redresser la tension alternative utile à l'allumage de DL1 (simple voyant de marche, répétons-le).

Notez en outre que les figures apparaissant à l'écran peuvent être agrandies ou réduites en tournant le bouton du potentiomètre R2, comme quand on se sert du zoom d'une caméra vidéo. La tension prélevée sur le curseur de R2 est appliquée, à travers R5, à l'extrémité du potentiomètre R6 indiqué X, car il permet de régler l'inclinaison du signal appliqué sur l'entrée X de l'oscilloscope (voir X Input figure 1). Ce même signal prélevé sur R2 est envoyé au potentiomètre R4 indiqué Y car il permet de régler l'amplitude du signal appliqué sur l'entrée Y de l'oscilloscope (voir Y Input figure 1). Si on tourne les boutons de R6-R4, on peut facilement obtenir un cercle parfait (voir figure13) et en tournant celui de R2 ce cercle peut être réduit jusqu'à devenir un minuscule anneau (voir figure12) ou bien agrandi jusqu'à sortir de l'écran. Le schéma électrique montre également une prise notée Entrée BF laquelle, à travers C4 et R7, est reliée directement à la Sortie Y allant à l'oscilloscope. Si on applique sur cette entrée BF une onde sinusoïdale ou bien carrée, on obtient une infinité de figures de Lissajous toutes plus intéressantes les unes que les autres.

La réalisation pratique

Procurez-vous le circuit imprimé EN1612, ou réalisez-le à partir du dessin à l'échelle 1 de la figure 3b (la meilleure méthode quand on travaille à l'unité a été expliquée dans le numéro 26 d'ELM: c'est celle de la "pellicule bleue", voir nos annonceurs). Quoi qu'il en soit, quand vous l'avez devant vous, gravé et percé (et pourquoi pas étamé?), montez tous les composants, comme le montre la figure 3a. Enfoncez et soudez tout d'abord les huit picots. Soudez le transformateur T1 (il vous permettra de manipuler facilement la platine). Soudez ensuite les deux borniers à deux pôles (un pour l'entrée du secteur 230 V par cordon et fusible, un pour l'interrupteur M / A S1. Montez les rares résistances, les quelques condensateurs polyesters, la diode redresseuse DS1 (anneau blanc vers la gauche).

Montez alors les trois potentiomètres et d'abord ne les confondez pas: R2 "ZOOM" fait 1 k (ou 1 000 ohms), R6 "X" 100 k et R4 "Y" 1 M (mégohm ou 1 million d'ohms); avant de les insérer, coupez leur axe en plastique à 15 mm, puis soudez leurs trois broches et leurs carcasses métalliques à de courts morceaux de fil allant à la masse, comme le montre la figure 2.

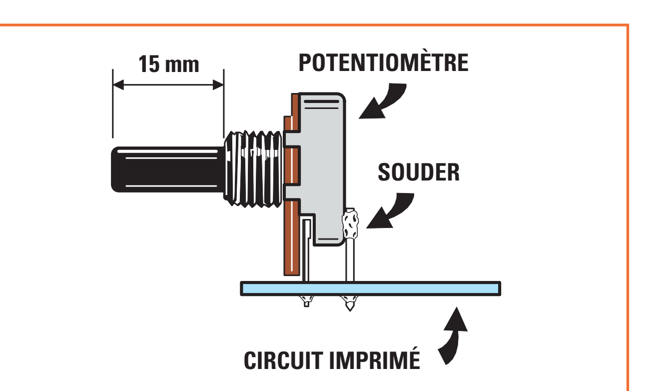


Figure 2: Avant de souder les trois potentiomètres R2, R6 et R4 sur le circuit, raccourcissez leurs axes en plastique à une longueur de 15 mm (cela vous permettra ensuite d'y enfiler et fixer trois boutons de commande). Après avoir soudé les trois broches dans les trous correspondants, soudez sur chaque potentiomètre un morceau de fil de cuivre dénudé reliant la carcasse métallique à la masse du circuit imprimé (cette mise à la masse a pour fin d'éviter de capter les parasites 50 Hz venant du secteur 230 V).

Figure 3a : Schéma d'implantation des composants du circuit servant à visualiser à l'écran de tout oscilloscope les figures de Lissajous.

Fixez la platine au fond du boîtier à l'aide de deux entretoises plastiques autocollantes : enfilez-les dans les deux trous arrière du circuit imprimé, ôtez le papier de protection de leur base adhésive et pressez-les sur le fond du boîtier ; vissez ensuite les deux vis autotaraudeuses dans les deux trous avant. La platine sera également maintenue par les axes et écrous des trois potentiomètres fixés sur la face avant en aluminium. Voir figure 3c.

Passez aux liaisons avec les éléments périphériques situés sur les faces avant et arrière en aluminium du boîtier plastique (voir photo de première page et figure 3c). En face avant, montez la LED et la prise chassis RCA "cinch" d'ENTRÉE BF ; entre les deux les trois potentiomètres (ZOOM, X et Y) seront fixés par leurs écrous plats (un de chaque côté du panneau) et dotés chacun d'un bouton. Sur le panneau arrière, montez l'interrupteur S1, le porte-fusible et le cordon

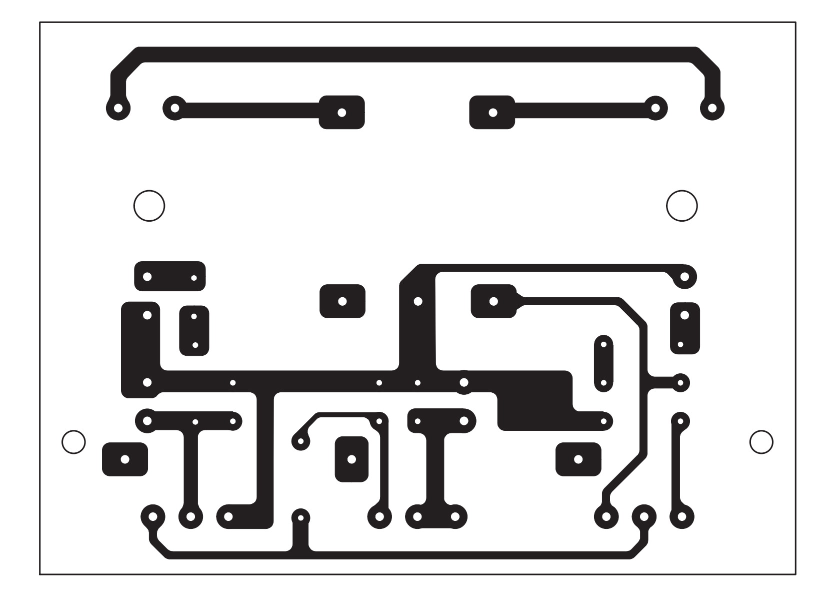


Figure 3b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du circuit servant à visualiser à l'écran de tout oscilloscope les figures de Lissajous.

avec son passe-fil et, entre ces composants secteur, les deux fiches chassis BNC X et Y. Reliez la LED aux points A et K à l'aide d'une torsade, sans intervertir la polarité (la patte A, anode, est la plus longue). Reliez interrupteur et porte-fusible / cordon aux borniers par de simples fils souples isolés.

Par contre, la RCA et les BNC sont à relier à la platine par des longueurs adéquates de câbles blindés, sans intervertir tresse de masse et point chaud (conducteur central): les tresses vont aux cosses de masse des BNC / RCA et aux picots de masse du circuit imprimé.

En soudant ces câbles blindés, ne faites pas fondre, par surchauffe, les isolants internes car vous provoqueriez un court-circuit et l'appareil ne fonctionnerait pas. Voir figure 3c.

Une fois tout bien vérifié (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée, aucune interversion de composants polarisés ou de fils), fermez le couvercle du boîtier: vous allez pouvoir passer aux essais et, pour cela, tout d'abord paramétrer les commandes de votre oscilloscope, comme vous avez appris à le faire.

Liste des composants

R1 180
R2 .... 1 k pot. lin.
R3 100
R4 .... 1 M pot. lin.
R5 .... 100 k
R6 .... 100 k pot. lin.
R7 .... 3,3 k
C1............... 120 nF polyester
C2............... 4,7 nF polyester
C3............... 120 nF polyester
C4............... 1 µF polyester
DS1 .... 1N4007
DL1 .... LED rouge
F1............... fusible 1 A
T1............... transformateur 3 VA secondaire 0-8-12 V 200 mA mod. T003-02
S1............... interrupteur

Comment régler les commandes de l'oscilloscope

Pour obtenir les figures de Lissajous vous devez appliquer le signal prélevé sur le circuit que vous venez de construire aux deux entrées X-Y de l'oscilloscope, CH1 et CH2 (voir figure 6). Activez ensuite la fonction X-Y de l'oscilloscope: sur certains modèles, cela se fait en plaçant le bouton Time/div sur X-Y (voir figure 4); sur d'autres en pressant un poussoir X-Y (voir aussi figure 4).

Note: vous saurez que vous êtes bien en fonction X-Y car vous verrez au centre de l'écran, à la place de la ligne horizontale, un point très lumineux (voir figure 5).

Tournez alors le bouton des deux sélecteurs Volts/div des canaux CH1-CH2, pour régler les deux sur 0.2 Volts/div (voir figure 6). Puis positionnez l'inverseur AC-GND-DC des deux canaux CH1-CH2 sur DC (voir figure 6).

Enfoncez les fiches BNC reliées à des câbles coaxiaux provenant du circuit EN1612 dans les socles BNC d'entrée Input X - Input Y de l'oscilloscope (voir figure 7): vous êtes alors prêts à visualiser les figures à l'écran.

Comment obtenir ellipses et cercles

Ce sont en effet les figures les plus simples que permet d'obtenir notre circuit. Quand l'oscilloscope est dûment configuré, comme le montre la figure 6, alimentez le circuit EN1612 et tout de suite apparaît à l'écran une figure elliptique (voir figure 8). Si vous tournez convenablement le potentiomètre R4 (Y), vous modifierez l'ellipse dans le sens vertical; avec R6 (X) vous modifierez son inclinaison de gauche à droite et vice versa (voir figures 10 et 11).

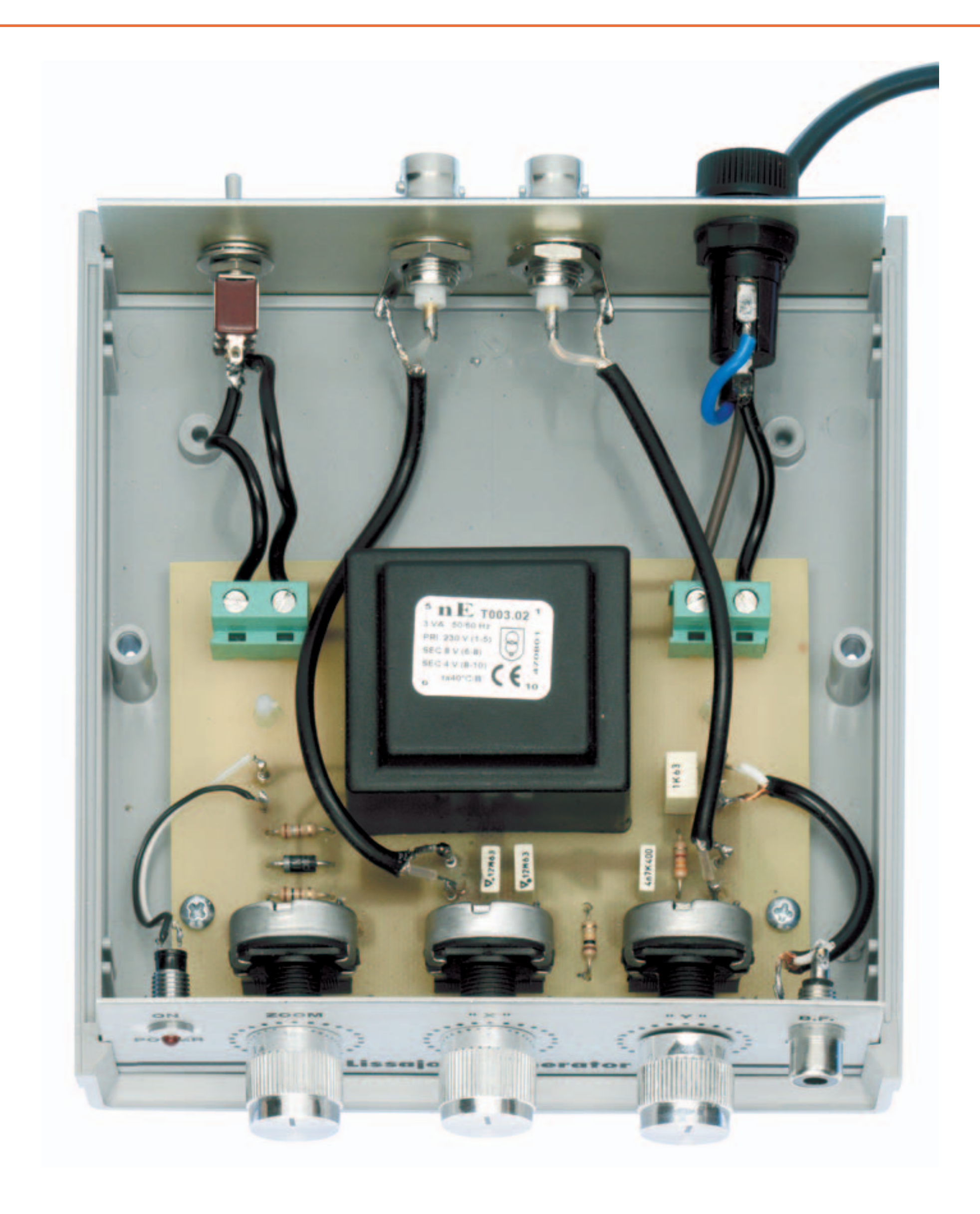


Figure 3c : Photo d'un des prototypes du circuit servant à visualiser à l'écran de tout oscilloscope les figures de Lissajous et montage dans le boîtier plastique avec face avant et panneau arrière en aluminium anodisé.

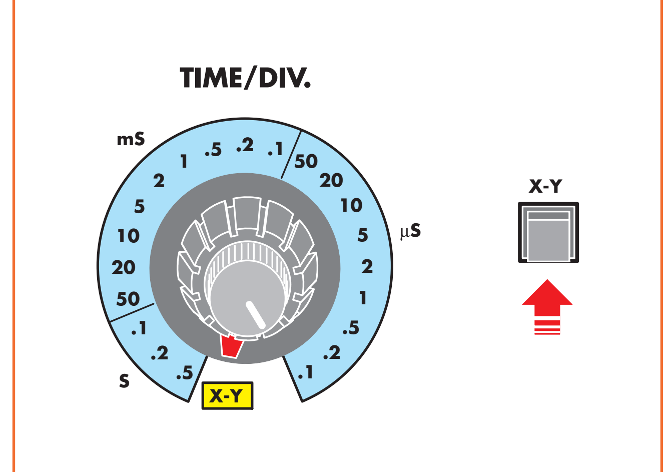


Figure 4 : Sur certains oscilloscopes, pour activer la fonction X-Y, il suffit de placer le bouton Time/div sur la position X-Y ; sur d'autres, il faut presser un poussoir X-Y.

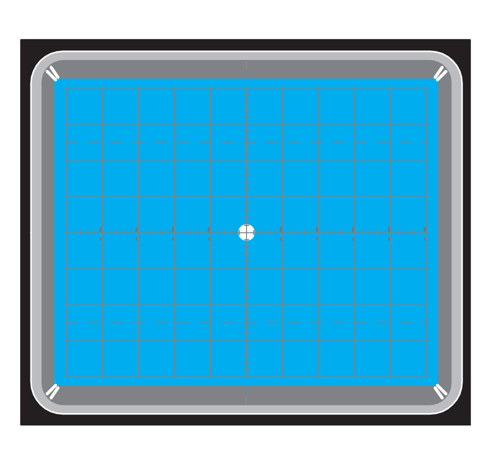


Figure 5 : Quand vous aurez activé la fonction X-Y, à l'écran vous ne verrez plus une ligne centrale horizontale mais au centre de la croix un point très lumineux.

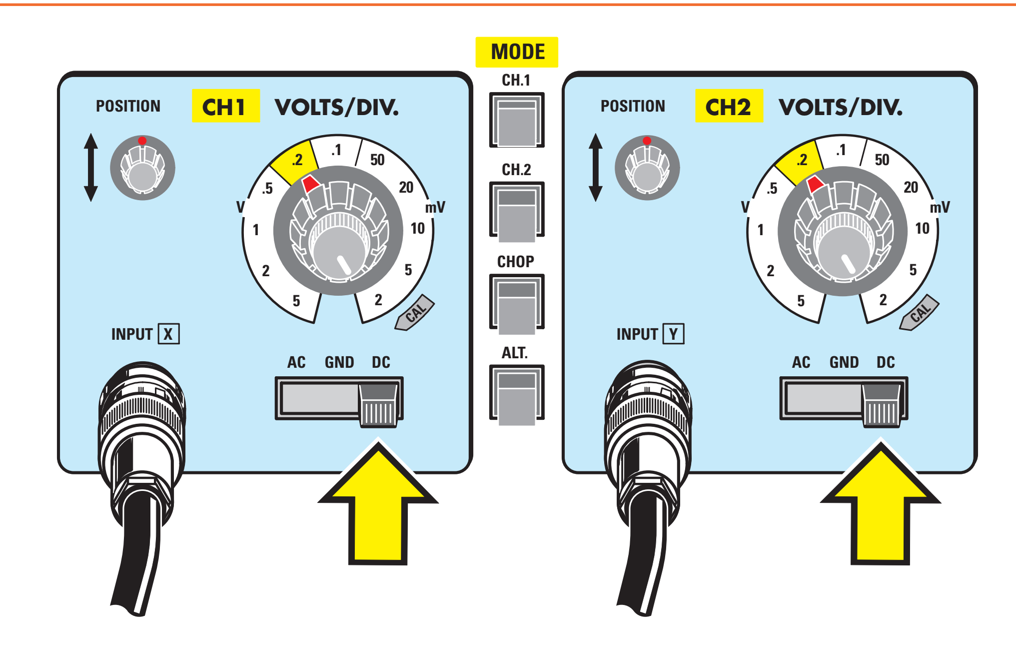


Figure 6 : Quand ce point est obtenu, placez les deux boutons CH1-CH2 sur 0,2 V/div, puis mettez l'inverseur AC-GND-DC sur DC.

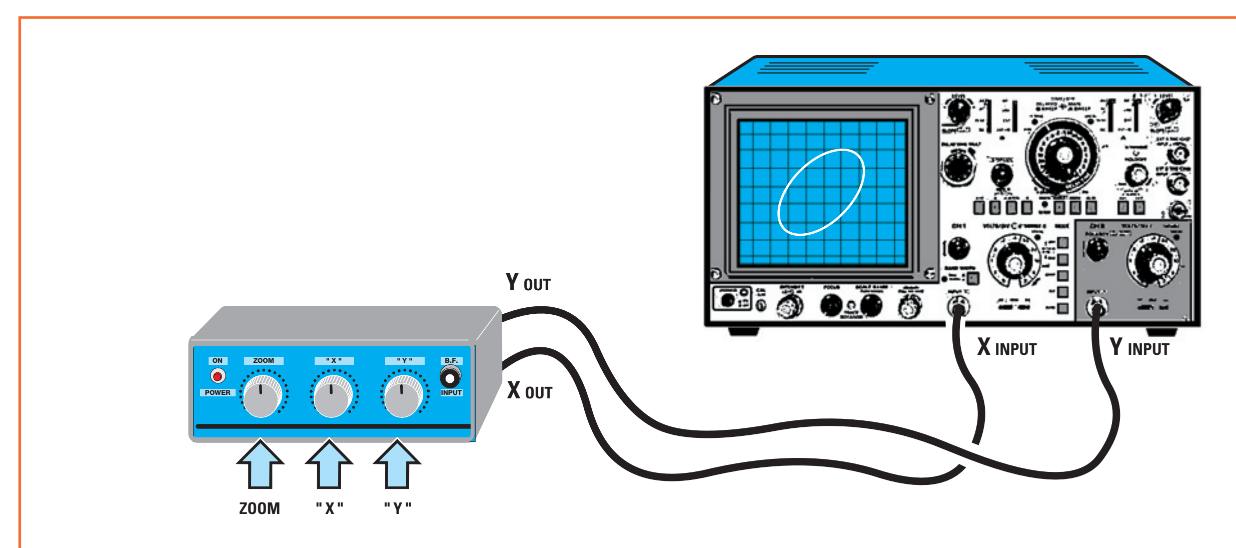


Figure 7 : Pour relier les deux BNC de sortie situées sur le panneau arrière de l'appareil, utilisez des morceaux de câble coaxial de 50 cm dotés à chaque extrémité d'une fiche BNC mâle. Ces câbles peuvent être fabriqués par vous (câble et BNC sont disponibles) ou achetés tout faits auprès de nos annonceurs.

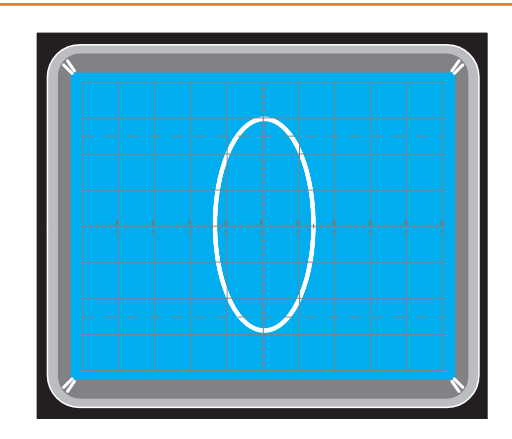


Figure 8 : Quand on tourne le bouton de R6 on obtient une ellipse qu'on peut élargir ou rétrécir.

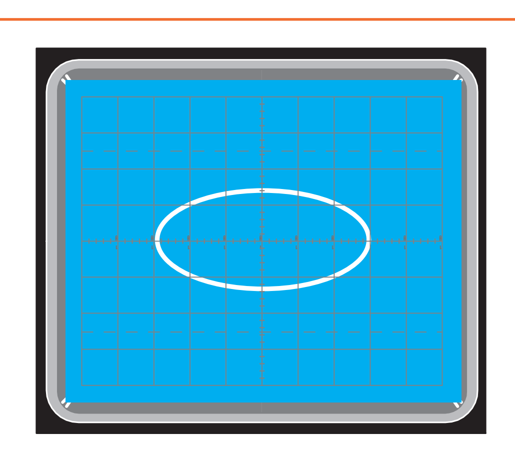


Figure 9 : Si l'on intervertit les câbles X et Y (à l'entrée de l'oscilloscope ou à la sortie de l'appareil), l'ellipse passe de sa position verticale à la position horizontale.

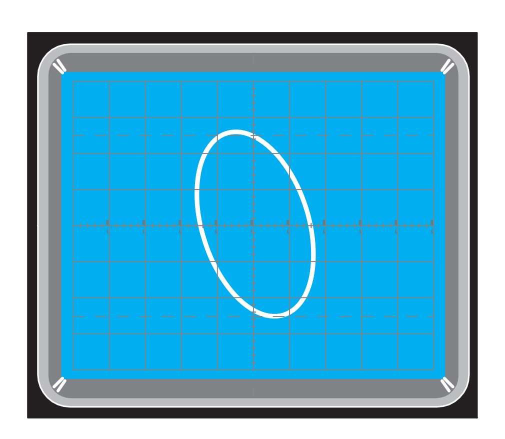


Figure 10 : Pour faire varier l'inclinaison de l'ellipse, il suffit de tourner le bouton de R6 contrôlant l'entrée X de l'oscilloscope.

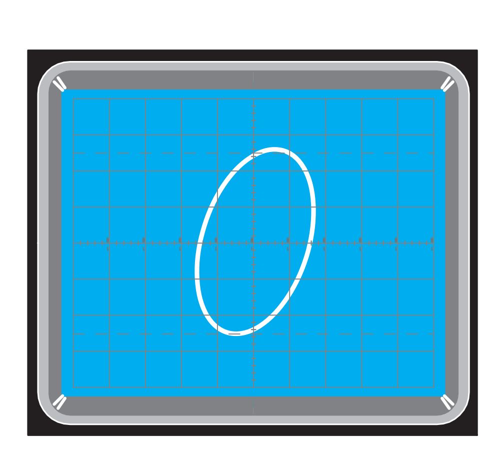


Figure 11 : Toujours en agissant sur ce potentiomètre R6, vous pouvez incliner l'ellipse à partir de sa position de la figure 10 vers la droite.

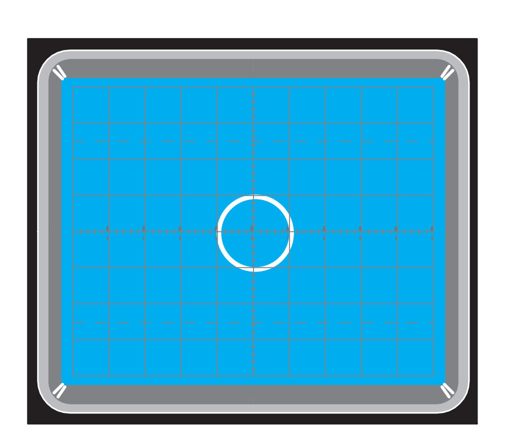


Figure 12 : Si vous voulez obtenir des cercles parfaits, agissez sur le potentiomètre R2 de zoom, puis sur R4-R6 de façon à obtenir un petit anneau parfait.

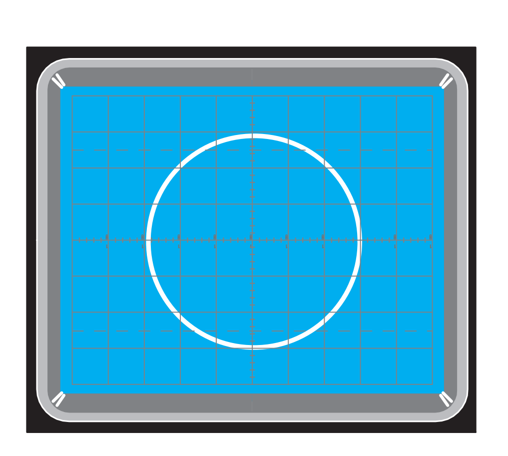


Figure 13 : Quand vous y avez réussi, en agissant sur le R2 de zoom, vous pouvez agrandir l'anneau aux dimensions souhaitées.

Amusez-vous maintenant à tourner, à volonté, les trois potentiomètres R2-R4-R6, afin de voir quelles figures apparaissent. Pour obtenir un cercle parfait, agissez d'abord sur le R2 de zoom de façon à obtenir un anneau de petites dimensions (voir figure 12). Étant donné que cette figure n'est pas parfaitement circulaire, corrigez-la avec R4-R6 jusqu'à réussir un cercle parfait. Quand vous avez réussi, agissez sur le R2 de zoom pour l'agrandir aux dimensions désirées (voir figure 13).

Si vous disposez d'un GÉNÉRATEUR BF

Si vous possédez un générateur BF en mesure de produire des signaux sinusoïdaux et carrés, vous formerez d'autres figures extrêmement attrayantes. Si vous n'en avez pas, peut-être est-ce le moment d'en réaliser un pour votre labo : votre revue a publié de nombreux articles vous laissant un vaste éventail de choix ! Laissez les sorties X-Y du circuit reliées aux entrées correspondantes de l'oscilloscope ; mais en plus, reliez la sortie du générateur BF à la RCA BF imp du circuit EN1612 (voir figure 14). Réglez le générateur sur signaux sinusoïdaux, réglez une fréquence de 200-300-500 Hz environ. Ces valeurs ne sont pas critiques et, par exemple, 180-250-485 Hz feront parfaitement l'affaire (les figures seront les mêmes, voir figures 15 et 16).

Très probablement ces figures ne seront pas stables : elles tourneront plus ou moins vite sur elles-mêmes ; cette rotation se produit quand la fréquence du générateur n'est pas exactement un multiple de la fréquence de 50 Hz prélevée sur le secondaire du transformateur T1 (en effet, pour obtenir ellipse et cercle des figures 10, 11 et 12, on se sert de la fréquence du secteur 230 V).

Si, en tournant le bouton d'accord du générateur, vous réussissez à arrêter le mouvement de ces figures, la fréquence que vous appliquez à l'entrée BF est un multiple exact de la fréquence du secteur 50 Hz.

Si vous vouliez connaître cette fréquence exacte, vous pourriez compter le nombre de pics d'ondes entières ; par exemple, si vous comptez six pics (voir figure 15), c'est que la fréquence prélevée sur le générateur BF est de :

F en Hz = 50 x 6 = 300 Hz ;

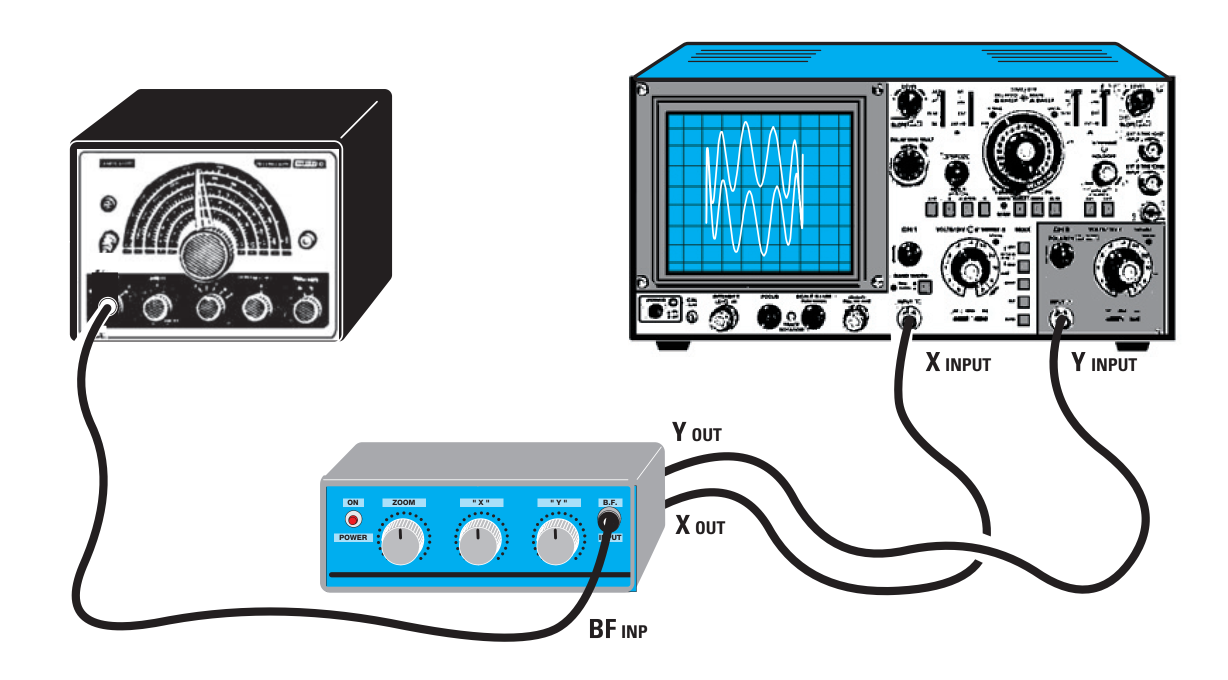


Figure 14: Si vous disposez d'un générateur BF fournissant des ondes sinusoïdales et des ondes carrées, vous pourrez obtenir beaucoup d'autres figures passionnantes en appliquant le signal du générateur à l'entrée BF située en face avant de l'appareil.

si vous trouvez onze pics (voir figure 16), la fréquence est de:

F en Hz = 50 x 11 = 550 Hz.

Ces exemples montrent pourquoi la méthode des courbes de Lissajous était utilisée autrefois (quand les fréquencemètres numériques n'existaient pas) pour mesurer les fréquences avec un générateur BF et une fréquence échantillon.

Inversons les entrées X-Y

Si l'on intervertit les câbles X et Y allant du circuit EN1612 à l'oscilloscope, les figures obtenues précédemment seront visualisées horizontalement au lieu de verticalement (voir figures 17 et 18).

Signaux sinusoïdaux et signaux carrés

Si votre générateur BF peut produire en plus des ondes sinusoïdales des ondes carrées, vous allez pouvoir visualiser d'autres figures fort intéressantes. Les figures obtenues à partir de signaux carrés, se nomment des couronnes, ceci en raison de leur forme caractéristique (voir figures 19 et 20). Ce que nous avons dit à propos du calcul de la fréquence des signaux sinusoïdaux vaut pour les signaux carrés. Par exemple, si vous comptez trois ondes complètes (voir figure 19), c'est que la fréquence prélevée sur le générateur BF est de:

F en Hz = 50 x 3 = 150 Hz;

si vous en trouvez sept (voir figure 20), la fréquence est de:

F en Hz = 50 x 7 = 350 Hz.

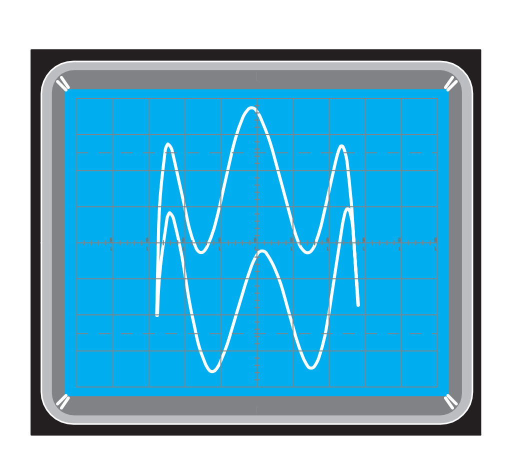


Figure 15: Si vous modulez le signal, à partir du nombre de pics des ondes sinusoïdales vous pourrez trouver la fréquence exacte fournie par le générateur BF.

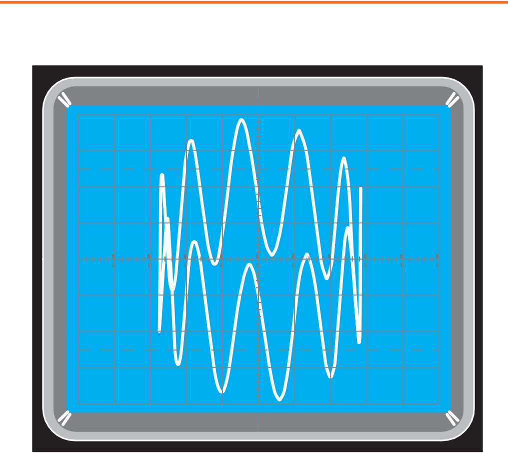


Figure 16: Étant donné que cette figure présente 11 sinusoïdes complètes, le générateur BF module le signal avec une fréquence de 11 x 50 = 550 Hz.

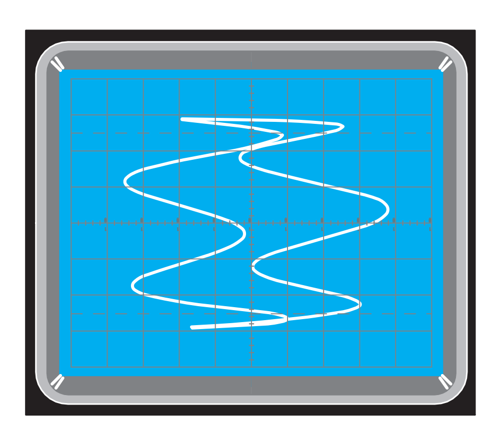


Figure 17 : Si, quand la figure 15 apparaît, vous intervertissez les câbles X-Y, d'horizontale la figure devient verticale.

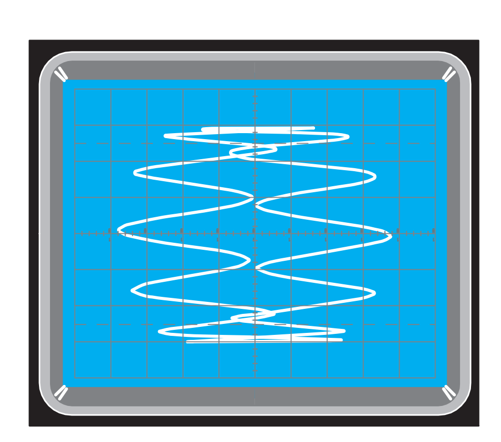


Figure 18 : Si, quand la figure 16 apparaît, vous intervertissez les câbles X-Y, d'horizontale la figure devient verticale.

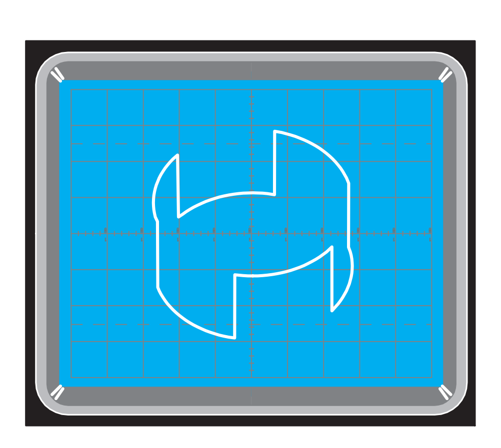


Figure 19 : Si vous appliquez maintenant une onde carrée à l'entrée BF située en face avant de l'appareil, cette figure apparaît à l'écran ; elle comporte 3 ondes entières et donc le générateur BF module le signal avec une fréquence de 3 x 50 = 150 Hz.

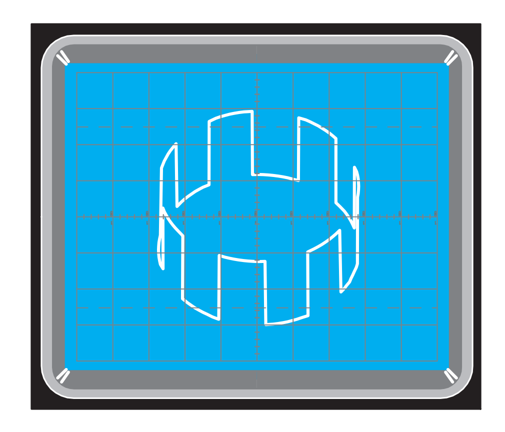


Figure 20 : Si vous appliquez une onde carrée à l'entrée BF située en face avant de l'appareil, cette figure apparaît à l'écran ; elle comporte maintenant 7 ondes entières et donc le générateur BF module le signal avec une fréquence de 7 x 50 = 350 Hz.

Si vous agissez progressivement sur R2-R4-R6 (voir figure 3a) et sur l'amplitude du signal de sortie du générateur BF, vous obtiendrez diverses compositions, comme celles illustrées dans cette Leçon.

Conclusion

Maintenant que vous possédez un circuit permettant d'obtenir à l'oscilloscope des figures de Lissajous, vous pouvez déchaîner votre créativité et vous amuser à ajouter d'autres formes d'onde à celles que nous vous avons présentées : essayez, par exemple, de retrouver celles visibles sur le site Internet indiqué au début de la Leçon, du moins celles qui vous ont le plus frappés.

A suivre

Cette Leçon 47 a soulevé un tel tollé d'enthousiasme auprès de nos lecteurs (et pas que des débutants, si l'on en croit vos confidences par courriel !) que nous avons décidé de lui donner une suite : vous y trouverez des utilisations de l'oscilloscope qui ne sont exposées dans aucun manuel d'électronique...

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce générateur de figures de Lissajous EN1612 (ainsi que les câble coaxiaux BNC-BNC) est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont sur www.electronique-magazine.com/ci.asp. ◆